

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-152177

(43)Date of publication of application : 24.05.2002

(51)Int.Cl.

H04J 13/04

H04B 7/005

H04B 7/08

H04B 7/26

(21)Application number : 2001-276490

(71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC INF  
TECHNOL CENTER EUROP BV

(22)Date of filing : 12.09.2001

(72)Inventor : MOTIER DAVID

(30)Priority

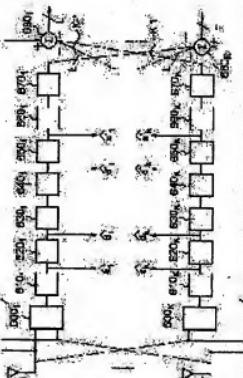
Priority number : 2000 200011906 Priority date : 14.09.2000 Priority country : FR

## (54) METHOD AND DEVICE FOR MULTI-USER DETECTION

### (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a method and a device for detection which make it possible to remove multi-user interference when multiple channels are present without specifically calculating an attenuation constant, phase rotation, and arrival directions of paths of various users.

**SOLUTION:** This method includes at least one sequence for respective users and each sequence includes (a) a reception step (600k) where each antenna signal is broken down into filtered signals ( $x_{l,i,k}$ ) generated from various paths ( $l$ ) of a user ( $k$ ) and signals having been filtered with 1st multiple coefficients ( $b_{l,j,k}, c_{l,k}$ ) are combined so as to generate an estimated value ( $z_k$ ) of a signal sent by the user, (b) a step (670k) where related parts ( $(x_{l,i,k})=1 \text{ to } L$ ) of the user for signals received by various antennas from 2nd multiple coefficients ( $u_{l,k}, w_{l,k}$ ) obtained from the estimated value of the transmitted signal and the 1st multiple coefficients, and (c) a step (680k) where interference is removed by subtracting the related parts estimated in the step (670k) from the antenna signals to obtain clear antenna signals. Consequently, the clear antenna signal supplied by at least one 2nd sequence is used as an antenna signal in at least one 2nd sequence.



(19)日本国特許庁 (JP)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2002-152177

(P2002-152177A)

(43)公開日 平成14年5月24日 (2002.5.24)

(51)IntCL'

識別記号

F I

デコード (参考)

H 04 J 13/04

H 04 B 7/005

5 K 02 2

H 04 B 7/005

7/08

D 5 K 04 6

7/08

H 04 J 13/00

G 5 K 05 9

7/26

H 04 B 7/26

C 5 K 06 7

審査請求 未請求 請求項の数24 OL 外国語出願 (全 54 頁)

(21)出願番号

特願2001-276490(P2001-276490)

(71)出願人 590036406

ミツビシ・エレクトリック・インフォメイ  
ション・テクノロジー・センター・ヨーロ  
ッパ・ビー・ヴィフランス国, 35700 レンヌ, アヴニユ  
ー・デ・ビュット・ド・コスケム 80

(22)出願日

平成13年9月12日 (2001.9.12)

(72)発明者 デビッド・モティエ

フランス国, 35700 レンヌ, アヴニユ  
ー・デ・ビュット・ド・コスケム 80

(31)優先権主張番号 0 0 1 1 9 0 6

(74)代理人 100057874

弁理士 曽我 道原 (外 6 名)

(32)優先日 平成12年9月14日 (2000.9.14)

(33)優先権主張国 フランス (FR)

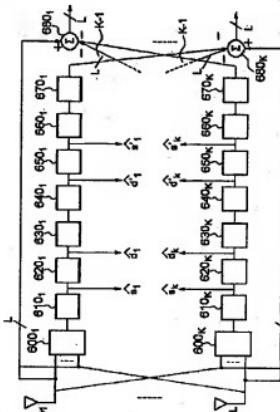
最終頁に続く

(54)【発明の名称】マルチユーザ検出方法及びマルチユーザ検出装置

(57)【要約】

【解決手段】本方法は各ユーザの為の少なくとも1つのシーケンスを含み、各シーケンスは、(a)各アンテナ信号をユーザ( $k$ )の種々の経路( $l$ )から生じるフィルタリングされた信号( $x_{l,k}$ )に分解し、ユーザにより伝送された信号の推定値( $\hat{x}_k$ )を形成する為に第1の複数の係数( $b_{l,i,k}$ 、 $c_{l,i,k}$ )によりフィルタリングされた信号を結合する受信ステップ(600)、(b)伝送された信号の推定値と第1の複数の係数から得られる第2の複数の係数( $w_{l,i,k}$ 、 $v_{l,i,k}$ )から種々のアンテナで受信される信号に対するユーザの関連部分( $(x_{l,k})|_{l=1 \dots L}$ )を推定するステップ(670)、(c)明瞭なアンテナ信号を得る為にステップ(b)で推定された関連部分をアンテナ信号から差引いて干渉を除去するステップ(680)を含む。

【効果】少なくとも1つの第1のシーケンスで供給される明瞭なアンテナ信号は、少なくとも1つの第2のシーケンスでアンテナ信号として用いられる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 ユーザ間の干渉を除去するマルチユーザ検出方法であって、各ユーザは伝送チャネル上でシンボルの形で変調されたデータを伝送し、各伝送チャネル( $k$ )は少なくとも1つの伝搬経路( $i$ )を含み、各伝搬経路は到来方向( $\theta_{i,k}$ )に応じて受信アンテナ、 $(i)$ のアレイに到達し、前記方法は各ユーザ( $k$ )のための少なくとも1つのシーケンスを含み、各シーケンスは、

(a) 各アンテナ信号を、前記ユーザ( $k$ )の種々の経路( $i$ )から得るフィルタリングされた信号( $x_{i,k}$ )に分解し、前記ユーザによって伝送された前記信号の推定値( $\hat{x}_k$ )を形成するために、第1の複数の係数( $b_{i,k}$ 、 $c_{i,k}$ )によって前記フィルタリングされた信号を結合する受信ステップ(600k、700k、800k、800、900)と、

(b) 伝送された前記信号の前記推定値と、前記第1の複数の係数から得られる第2の複数の係数( $u_{i,k}$ 、 $w_{i,k}$ )とから、種々のアンテナによって受信される信号に対する前記ユーザの関連する部分( $(x_{i,k})_{i=1,\dots,L}$ )を推定するステップ(670k、770k、870k、870、970)と、

(c) 明確なアンテナ信号を得るために前記ステップ(b)において推定された前記関連する部分を前記アンテナ信号から差し引いて、干渉を除去するステップ(680k、780k、880k、880、980)とを含み、

少なくとも1つの第1のシーケンスによって供給される前記明確なアンテナ信号は、少なくとも1つの第2のシーケンスによってアンテナ信号として用いられることを特徴とするマルチユーザ検出方法。

【請求項2】 前記第1の複数の係数は、第1の組の複素係数( $b_{i,k}$ )と第2の組の複素係数( $c_{i,k}$ )とを含み、前記フィルタリングされた信号( $x_{i,k}$ )は、前記第1の組によって経路の信号( $y_{i,k}$ )を形成するために、チャネル形成ステップ(420k)にかけられ、その後、前記経路の信号は、伝送された前記信号の前記推定値( $\hat{x}_k$ )を供給するために、前記第2の組によって線形に結合され(440k)、前記第1の組の係数は、前記伝送された信号の基準値( $q_k$ )と前記経路の信号( $y_{i,k}$ )との間の複数の第1の誤差信号( $\varepsilon_{i,k}$ )を最小にするように構成され、前記第2の組の係数は、前記推定値( $\hat{x}_k$ )と前記基準値との間の第2の誤差信号( $\varepsilon_{i,k}$ )を最小にするように構成されることを特徴とする請求項1記載のマルチユーザ検出方法。

【請求項3】 前記第2の複数の係数( $w_{i,k}$ 、 $u_{i,k}$ )は、第1の組の複素係数( $w_{i,k}$ )と第2の組の複素係数( $u_{i,k}$ )とを含み、前記第2の複数の前記第1の組の係数( $w_{i,k}$ )は、前記第1の複数の前記第1の組の係数( $b_{i,k}$ )の偏角から得られ、前記第

2の複数の前記第2の組の係数( $u_{i,k}$ )は、前記第1の複数の前記第2の組の係数( $c_{i,k}$ )から得られることを特徴とする請求項2記載のマルチユーザ検出方法。

【請求項4】 前記第2の複数の前記第2の組の係数( $u_{i,k}$ )は、前記第1の複数の前記第2の組の係数( $c_{i,k}$ )の共役複素数によって得られることを特徴とする請求項3記載のマルチユーザ検出方法。

【請求項5】 前記第2の複数の前記第1の組の係数( $w_{i,k}$ )は、前記第1の複数の前記第1の組の俹數( $b_{i,k}$ )の偏角における線形回帰から得られることを特徴とする請求項3又は4記載のマルチユーザ検出方法。

【請求項6】 前記第1のシーケンスにおいて、前記第1の複数の前記第1の組の俹數( $b_{i,k}$ )は、 $\delta$ をディラックシンボルとし、 $\lambda$ をアンテナ数とする場合に、 $b_{i,k}(0) = \delta(i-1)$ 、 $\forall i$ によって初期化され、

前記第1の複数の前記第2の組の俹數( $c_{i,k}$ )は、 $c$ を所与の複素俹數とする場合に、 $c_{i,k}(0) = c_i$ 、 $\forall i$ によって初期化されることを特徴とする請求項2から請求項5までのいずれかに記載のマルチユーザ検出方法。

【請求項7】 前記第1のシーケンスにおいて、前記第1の複数の前記第1の組の俹數( $b_{i,k}$ )は、  
【数1】

$$b_{i,k}(0) = \exp(-j(\hat{\phi}_{i,k}(0) + 2\pi d/\lambda \cos \hat{\theta}_{i,k}(0), (\ell-1)))$$

によって初期化され、

前記第1の複数の前記第2の組の俹數( $c_{i,k}$ )は、  
【数2】

$$\hat{\phi}_{i,k}(0) = \hat{\phi}_{i,k}(0)$$

によって初期化され、

【数3】

$$\hat{\phi}_{i,k}(0), \hat{v}_{i,k}(0), \hat{w}_{i,k}(0)$$

はそれぞれ前記種々の経路のための前記到角、位相回転および減衰俹數の推定値であることを特徴とする請求項2から請求項5までのいずれかに記載のマルチユーザ検出方法。

【請求項8】 前記第1の複数の俹數は、1組の複素俹數( $b_{i,k}$ )からなり、前記フィルタリングされた信号( $x_{i,k}$ )は、伝送される前記信号の前記推定値( $\hat{x}_k$ )を供給するために、前記組によって線形に結合され(520k)、前記組の俹數は、前記推定値( $\hat{x}_k$ )と基準値( $q_k$ )との間の誤差信号( $\varepsilon_k$ )を最小にするように構成されることを特徴とする請求項1記載のマルチユーザ検出方法。

【請求項9】 前記第2の複数の俹數( $w_{i,k}$ 、 $u_{i,k}$ )は、第1の組の複素俹數( $w_{i,k}$ )と第2の組の複素俹數( $u_{i,k}$ )とを含み、

前記第2の複数の前記第2の組の係数 ( $u_{i,k}$ ) は、 $u_{i,k} = g_{i,k} / g_k$  によって得られ、 $g_{i,k}$  はサブペクトル【数4】

$$\bar{b}_{i,k} = \begin{pmatrix} b_{i,k} \\ \bar{b}_{i,k} \\ \vdots \\ \bar{b}_{i,k} \end{pmatrix}$$

のノルムの推定値であり、 $\bar{b}_i$  はアレイ内のアンテナの数であり、 $g_k$  は種々の経路における  $g_{i,k}$  値の平均であり、

前記第2の複数の前記第1の組の係数 ( $w_{l,i,k}$ ) は、

$$bw_{l,i,k}(0) = \hat{w}_{l,i,k}(0) \exp(-j(\hat{v}_{l,i,k}(0) + 2\pi d / \lambda \cos \hat{\theta}_{l,i,k}(0) \cdot (t-1)))$$

によって初期化され、

【数5】

$$\hat{w}_{l,i,k}(0), \hat{v}_{l,i,k}(0), \hat{\theta}_{l,i,k}(0)$$

はそれぞれ前記種々の経路のための前記到角、位相回転および減衰係数の推定値であることを特徴とする請求項8又は9記載のマルチユーハ検出方法。

【請求項12】 所与のユーザ ( $k$ ) の場合に、前記干涉は、他の全てのユーザの前記関連する部分を前記アンテナ信号から差し引くことにより除去される (6 8 Ok, 8 8 Ok, 8 8 0, 9 8 0) ことを特徴とする請求項1から請求項11までのいずれかに記載のマルチユーハ検出方法。

【請求項13】 各シーケンスは、

第1の推定された信号 ( $(^*)_{sk}$ ) を得るために、伝送される前記信号 ( $zk$ ) の前記推定値から、伝送された前記シンボルを推定するステップ (6 1 Ok, 7 1 Ok, 8 1 Ok, 8 1 0, 9 1 0) と、  
推定されたデータ ( $(^*)_{dk}$ ) を得るために、前記第1の推定されたシンボル ( $(^*)_{sk}$ ) を復元するステップ (6 2 Ok, 7 2 Ok, 8 2 Ok, 8 2 0, 9 2 0) と。

前記推定されたデータをチャネル復号化し (6 3 Ok, 7 3 Ok, 8 3 Ok, 8 3 0, 9 3 0) 、その後、第2の推定されたシンボル ( $(^*)_{s'k}$ ) を得るために、チャネル再符号化 (6 4 Ok, 7 4 Ok, 8 4 Ok, 8 4 0, 9 4 0) し、再変調する (6 5 Ok, 7 5 Ok, 8 5 Ok, 8 5 0, 9 5 0) ステップと含むことを特徴とする請求項12記載のマルチユーハ検出方法。

【請求項14】 前記第2のシーケンス又は後続のシーケンス ( $n$ ) において用いられる、伝送される信号のための前記基準 ( $q^{(n)}_k$ ) は、以前のシーケンスにおけるこの信号のために得られる前記第2の推定されるシンボル ( $(^*)_{s'k} \cdot (n-1)$ ) であることを特徴とする請求項2又は13。あるいは請求項8及び13記載のマルチユーハ検出方法。

前記第1の複数の前記組の係数 ( $b_{l,i,k}$ ) の偏角から得られることを持特徴とする請求項8記載のマルチユーハ検出方法。

【請求項10】 前記第1のシーケンスにおいて、前記第1の複数の前記組の係数 ( $b_{l,i,k}$ ) は、 $\delta$  をディラックシンボルとし、 $10$  をアンテナ数とし、 $b$  を所与の複素係数とする場合に、 $b_{l,i,k}(0) = b \cdot \delta (1 - i 0) \dots \forall i$  によって初期化されることを特徴とする請求項8又は9記載のマルチユーハ検出方法。

【請求項11】 前記第1のシーケンスにおいて、前記第1の複数の前記組の係数 ( $b_{l,i,k}$ ) は、

【数6】

【請求項15】 前記第2のシーケンス又は後続のシーケンス ( $n$ ) において用いられる、伝送される信号のための前記基準 ( $q^{(n)}_k$ ) は、現在のシーケンスにおけるこの信号のために得られる前記第1の推定されるシンボル ( $(^*)_{s'k}$ ) と、以前のシーケンスにおけるこの信号のために得られる前記第2の推定されるシンボル ( $(^*)_{s'k} \cdot (n-1)$ ) との組み合わせであることを特徴とする請求項2又は14。あるいは請求項8及び14記載のマルチユーハ検出方法。

【請求項16】 前記第2のシーケンスおよび前記後続のシーケンスにおいて、シーケンスの前記第1の複数の係数は、前記以前のシーケンスの前記第1の複数の係数の値から初期化されることを特徴とする請求項1から請求項15までのいずれかに記載のマルチユーハ検出方法。

【請求項17】 前記ユーザは、受信電力の順に分類され、前記干渉は、最も高い受信電力を有するユーザで開始して、種々のユーザの関連する部分を次々と差し引くことにより除去される (7 8 Ok) ことを特徴とする請求項1から請求項11までのいずれかに記載のマルチユーハ検出方法。

【請求項18】 ユーザ ( $k$ ) の各シーケンスの場合に、前記第1の複数の前記第1の組の係数 ( $b_{l,i,k}$ ) は、 $\delta$  をディラックシンボルとし、 $10$  をアンテナ数とする場合に、 $b_{l,i,k}(0) = \delta (1 - i 0) \dots \forall i$  によって初期化され、

前記第1の複数の前記第2の組の係数 ( $c_{l,k}$ ) は、 $c$  を所与の複素係数とする場合に、 $c_{l,k}(0) = c \cdot \forall i$  によって初期化されることを特徴とする請求項6及び17記載のマルチユーハ検出方法。

【請求項19】 ユーザ ( $k$ ) の各シーケンスの場合に、前記第1の複数の前記第1の組の係数 ( $b_{l,i,k}$ ) は、

【数7】

$$bw_{l,i,k}(0) = \exp(-j(\hat{v}_{l,i,k}(0) + 2\pi d / \lambda \cos \hat{\theta}_{l,i,k}(0) \cdot (t-1)))$$

によって初期化され、前記第1の複数の前記第2の組の係数 ( $a_{i,k}$ ) は、

【数8】

$$a_{i,k}(0) = \hat{a}_{i,k}(0)$$

によって初期化され、

【数9】

$$\hat{a}_{i,k}(0), \hat{v}_{i,k}(0), \hat{d}_{i,k}(0)$$

はそれぞれ前記種々の経路のための前記到来角、位相回転および減衰係数の推定値であることを特徴とする請求項7及び17記載のマルチユーチャンネル検出方法。

$$b_{i,k}(0) = \hat{a}_{i,k}(0) \exp(-j(\hat{v}_{i,k}(0) + 2\pi f / 1.0 \cos \hat{d}_{i,k}(0) \cdot (t-1)))$$

によって初期化され。

【数11】

$$\hat{a}_{i,k}(0), \hat{v}_{i,k}(0), \hat{d}_{i,k}(0)$$

はそれぞれ前記種々の経路のための前記到来角、位相回転および減衰係数の推定値であることを特徴とする請求項11及び17記載のマルチユーチャンネル検出方法。

【請求項22】 Kがユーザの数である場合に、前記ユーザの前記伝送される信号の前記推定値が、K個の成分を有する推定値ベクトルであると考えられるとき、前記ベクトルはトランシーバー単行フィルタリング(805、809)にかけられることを特徴とする請求項12記載のマルチユーチャンネル検出方法。

【請求項23】 前記ユーザの前記推定されたシンボルが、K個の成分を有するシンボルベクトルであると考えられるとき、前記シンボルベクトルは、後置行列フィルタリング(907)にかけられ、このフィルタリングの出力は、前記トランシーバー単行フィルタリング(905)の出力からベクトル毎に差し引かれることを特徴とする請求項2記載のマルチユーチャンネル検出方法。

【請求項24】 請求項1から請求項23までのいずれかに記載のマルチユーチャンネル検出方法を実装するように構成される手段を備えたことを特徴とするマルチユーチャンネル装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、全般にマルチユーチャンネル検出方法(MUD: multi-user detection method)に関する。より厳密には、本発明は、ユーザ間の干渉(多重アクセス干渉つまりMAI)を除去する継返しによる方法に関する。より具体的には、本発明は、DS-CDMAモード(直接一符号分割多元接続)の移動体電話、より正確には、直接スペクトル拡散による符号分割アクセスモードを用いる移動体電話に当てはある。

【0002】

【従来の技術】 DS-CDMA移動体電話システムでは、ユーザの各シンボルと、ユーザに固有の拡散符号系

【請求項20】 ユーザ(k)の各シーケンスの場合に、前記第1の複数の前記組の係数(b*i,l,k*)は、δをディラックシンボルとし、*l*をアンテナ数とし、*b*を所与の複素係数とする場合に、*b<sub>i,l,k</sub>(0)* = *b* · δ(1 - *l*), ∀ *i* によって初期化されることを特徴とする請求項10及び17記載のマルチユーチャンネル検出方法。

【請求項21】 ユーザ(k)の各シーケンスの場合に、前記第1の複数の前記組の係数(b*i,l,k*)は、

【数10】

列と乗算することにより種々のユーザが分離されており、このため拡散符号系列はユーザの識別符号とも呼ばれ、種々の拡散符号系列は直交するようを選択される。拡散符号系列周波数(チップレート)がシンボル周波数より高いとき、各ユーザによって送信される信号は、周波数空間に分散(あるいは拡散)される。受信時には、あるユーザの信号は、対応する識別符号に適合したフィルタリングによって分離される。このフィルタリングは「逆拡散」とも呼ばれる。拡散信号によって占有される帯域と、情報信号によって占有される帯域との間の比は拡散率と呼ばれる。

【0003】 用いられる識別符号は、良好な相関特性、すなわち顕著な自己相関ピークと低い相互相関値を持たなければならぬ。

【0004】 これら2つの特性のうちの第1の特性によって、受信された符号系列が同期できるようになる。それは、ユーザの伝送チャネルがいくつかの伝搬経路を有するときに非常に有用である。なぜなら、その後、各経路は、識別符号と、経路の遅延とに適合したフィルタリングによって分離されなければならないためである。受信時に信号対雑音比を改善するために、チャネル内で伝搬のダイバーシティを利用することができる。これを行うために、種々の経路を分離する適合したフィルタのパンクが用いられ、その出力が合成される。最も一般的な合成はMRC(最大比合成)であり、適合した各フィルタから出力される信号と、関連する経路上にチャネルによって導入される複素乗算係数の共役複数とを乗算することからなる。結果的なフィルタリング動作は、チャネルの等価フィルタに適合したフィルタリングである。その構造より、そのように形成された受信機はレーキ受信機と呼ばれる。当然の結論として、自己相関がディラック関数である場合にのみ、経路が完全に分離される。しかしながら、実際に分離が完全ではなく、自己相関音とも呼ばれるマルチパス干渉が残される。図1は、ユーザ数がKのDS-CDMAシステムを概略的に示す。

あるユーザkのデータは、モジュール100kの対応する識別符号によって周波数上で拡散され、その後、P個

の経路を有するチャネル  $1.10k$  上で伝送される。受信時に、所与のユーザ  $k$  のために、チャネルの種々の経路  $p = 1, \dots, P$  に従って伝搬する信号は、適合したフィルタ  $1.20k, 1.10k_p$  (ユーザ  $k$  の一連のフィルタのみが示されている) によって分離され、その後、1 組の複素係数  $c_{kp}$  によって重み付けされる。そのように重み付けされた信号は加算され ( $1.40k$ )、その後、そのレーイー受信機から結果的に出力される和が検出され、ユーザ  $k$  のデータの推定値を与える。ダウリンク (基地局から移動体端末へのリンク) の場合、チャネル  $1-K$  は同一であるが、アップリンク (移動体端末から基地局へのリンク) では異なる。この観点から、第 1 の事例は、第 2 の事例の特別な場合であると見なすことができる。

【0005】上記の第 2 の特性は、2 つの個別のユーザ間の干渉を低いレベルに保証する。それにもかかわらず、ここでも実際には、2 つの識別符号間の相互関係はめったに 0 にはならない。これは、いかゆる判断を誤る状況 (遅延効果) の顕著な事例であり、その場合には、あるユーザから受信した高い電力の信号が、他のユーザから到來する低い電力の信号の受信と干渉する。さらに、ユーザ数が多くなり、拡散率に近くになると、分離を考慮に入れる場合には低い、種々のユーザの干渉の和が、検出を著しく妨害するようになる。

【0006】マルチユーザ干渉に対応するために、いくつかの方法が提案されている。そのレビューは、「Multi-user detection for DS-CDMA communications」(IEE E Communications Magazine, Oct. 1996, pages 12-14) というタイトルの Simon Moshavi による論文に見られるであろう。既存のマルチユーザ技術の中でも、減算により除く干渉技術 (減算干渉相殺: Subtractive Interference Cancellation) は、使用時に複雑さが過度であり、良好な性能を有する。その全般的な概念は簡単である。適合したフィルタの出力における第 1 の検出から、他のユーザに与える干渉に関わる量が、再拡散されることにより再構成される。その後、この干渉は、検出ステップにおいて明確な信号を与えるために、受信された信号から差し引かれる。その減算が実行される態様によれば、干渉の並列除去 (P I C: 並列干渉相殺) と干渉の直列除去 (S I C: 直列干渉相殺) とを行うことができる。

【0007】まず第 1 に、各ユーザの信号が受信機まで 1 つの経路上を伝搬するものと仮定しよう。

【0008】並列除去方法が図 2 に示される。受信信号は一連の適合したフィルタ ( $2.00, 2.02, \dots, 2.00k$ ) によってフィルタリングされ、適合した各フィルタは、所与のユーザに関連する。検出後 ( $2.10k$ )、推定されたシンボルは、当該ユーザの識別符号によってスペクトル上で再拡散され ( $2.20k$ )、その後、伝送チャネルをモデル化するフィルタ

によってフィルタリングされる ( $2.30k$ )。こうして、( $2.30k$ ) の出力には、ユーザ  $k$  に起因する受信信号の関連する部分に関する推定値が存在する。その後、他のユーザの関連する部分の和が、明確な信号  $S_k$  ( $0$ ) を得るために ( $2.40k$  において) 差し引かれる。この明瞭な信号は、逆拡散あるいは除去プロセスを繰り返すことができる後に、直接に検出の対象となるものである。その検出が各線返し時に良好な品質からなる場合には、連続した線返しの終了時に、マルチユーザ干渉をさらに除去した信号  $S_k$  ( $0$ ) が得られる。

【0009】直列除去方法が図 3 に示される。種々のユーザによって受信される信号は最初に、電力の小さい順に、すなわち  $1, \dots, K$  に並べられる。その後、その手順は、最も高い電力の信号で開始して、関連する部分を連続して除去することからなる。これを達成するために、S I C 検出器は、一連のカスケード接続のステージを有しており、各ステージが特定のユーザに起因する干渉を除去する。第 1 のステージはアンテナ信号を処理し、後続する各ステージは以前のステージの出力を入力として受信する。各ステージは、適合したフィルタ ( $3.00k$ ) と、検出器 ( $3.10k$ ) と、シンボルを再拡散するためのモジュール ( $3.20k$ ) と、伝送チャネル  $k$  をモデル化するフィルタ ( $3.30k$ ) と、ユーザ  $k$  に起因する関連部分を除去する減算器 ( $3.40k$ ) とを備える。また、各ステージは、検出器 ( $3.10k$ ) の出力において、受信されたシンボル ( $0$ )  $S_k$  に関する判定を与え、その干渉除去プロセスは  $K$  番目のステージで終了する。なお、( $0$ )  $S_k$  という表記は、 $S_k$  の上に  $0$  が付くことを意味している。

【0010】上記の技術は、ユーザの伝送チャネルが 1 つの経路を有する簡単な状況に良好に当てはまる。この場合、チャネルをモデル化するフィルタは、複数係数による乗算に限定されることがある。一方、チャネルがマルチパスであるとき、マルチバス干渉とマルチバスユーザ干渉をいすれも除去する必要があるため、その状況はさらに複雑になる。マルチバスが存在する際にマルチユーザ干渉を減算により除去する線返し検出器は、「Iterative Multiuser detection using antenna array and FEC on multipath channels」(IEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 17, No. 12, Dec. 1999, pages 2082-2089) というタイトルの M.C. Reed 等による論文において提案された。検出の各線返しは、適合したフィルタと、チャネル形成と、レーイーイフの組み合わせとを含む。しかしながら、提案された方法は予め、減衰定数と、位相回転と、全てのユーザの全ての経路の到來方向とが決定されるものと仮定している。この決定は、線返しのシーケンスの前に、それゆえマルチユーザおよびマルチバス干渉によって干渉されている信号上で、検出器の外部で実行される。結果として、この干渉の除去は近似的にならざるを得ない。

## 【0011】

【発明が解決しようとする課題】本発明の第1の課題は、減衰定数、位相回転、および種々のユーザの経路の到來方向を明示的に計算することを必要とせずに、マルチチャネルがある存在する際に、マルチユーザ干渉を除去できるようにする検出方法及び装置を提案することである。

【0012】本発明の第2の課題は、マルチユーザ干渉およびマルチパス干渉の除去を改善する検出方法及び装置を提案することである。

## 【0013】

【課題を解決するための手段】本発明の目的は、以下のように、ユーザ間の干渉を除去するマルチチャネル検出方法によって定義される。各ユーザは、伝送チャネル上で、シンボルの形に変換されたデータを伝送し、各伝送チャネルは少なくとも1つの伝搬経路を含み、各伝搬経路は到來方向に応じて受信アンテナのアレイに到達し、その方法が各ユーザのためのステップの少なくとも1つのシーケンスを含み、各シーケンスは、(a)ユーザによって伝送される信号の推定値を形成するために、各アンテナ信号をユーザの種々の経路から生じるフィルタリングされた信号に分解し、第1の複数の係数によってそのフィルタリングされた信号を結合する受信ステップと、(b)伝送される信号の推定値から種々のアンテナによって受信される信号に対するユーザの関連する部分と、第2の複数の係数から得られる第2の複数の係数とを推定するステップと、(c)明瞭なアンテナ信号から干渉を除去するステップとを含み、少なくとも1つの第1のシーケンスによって与えられる明瞭なアンテナ信号は、少なくとも1つの第2のシーケンスによってアンテナ信号として用いられる。

【0014】第1の実施の形態によれば、第1の複数の係数は、第1の組の複素係数と第2の組の複素係数とを含み、フィルタリングされた信号は、第1の組によって経路の信号を形成するためにチャネル形成ステップにかけられ、その後、経路信号は伝送された信号の推定値を供給するために第2の組によって線形に結合され、第1の組の係数は、伝送される信号の基準値と経路信号との間の複数の第1の誤差信号を最小にするように構成され、第2の組の係数は、その推定値と基準値との間の第2の誤差信号を最小にするように構成される。

【0015】本発明の1つの特徴によれば、第2の複数の係数は、第1の組の複素係数と第2の組の複素係数とを含み、第2の複数の第1の組の係数は第1の複数の第1の組の係数の偏角から得られ、第2の複数の第2の組の係数は第1の組の第2の組の係数から得られる。

【0016】第2の複数の第1の組の係数は、第1の複数の第1の組の係数の偏角にに関する線形回帰から得られることが有利である。

【0017】本発明の第2の実施の形態によれば、第1 50

の複数の係数は1組の複素係数からなり、フィルタリングされた信号は、伝送された信号の推定値を供給するために、その組を用いて線形に結合され、その組の係数は、その推定値と基準値との間の誤差信号を最小にするように構成される。

【0018】本発明の1つの特徴によれば、第2の複数の係数 ( $w_{l,i,k}, u_{l,i,k}$ ) は、第1の組の複素係数 ( $w_{l,i,k}$ ) と第2の組の複素係数 ( $u_{l,i,k}$ ) を含み、第1 2の複数の第2の組の係数 ( $u_{l,i,k}$ ) は  $u_{l,i,k} = g_{l,k}/g_{l,k}$  によって得られ、ただし  $g_{l,k}$  は、サブペクトル

【数12】

$$\bar{g}_{l,k} = \begin{pmatrix} b_{l,k} \\ b_{l,k} \\ \vdots \\ b_{l,k} \end{pmatrix}$$

のノルムの推定値であり、 $L$  はアレイ内のアンテナの数であり、 $g_{l,k}$  は種々の経路上の  $g_{l,k}$  値の平均であり、第2の複数の第1の組の係数 ( $w_{l,i,k}$ ) は、第1の複数の第1の組の係数 ( $b_{l,i,k}$ ) の偏角から得られる。

【0019】各シーケンスは、第1の推定された信号を得るために、伝送された信号の推定値から伝送されたシンボルを推定するステップと、推定されたデータを得るために第1の推定されたシンボルを復調するステップと、第1の推定されたシンボルを得るために、推定されたデータのチャネル復号化とその後にチャネル再符号化および再変調を行なうステップとを含むことが有利である。

【0020】本発明の第2の変形形態によれば、ユーザは受信電力の順序に分類され、その順序は、最も高い受信電力を有するユーザで開始して、種々のユーザの関連する部分を次々に差し引くことによって推定される。

【0021】ユーザの伝送された信号の推定値が、 $K$  個の成分 (ただし  $K$  はユーザの数である) を有する推定ベクトルであると考えると、そのベクトルはトランസバーサル行列フィルタリング (transverse matrix filter ing) にかけられることができ、このフィルタリングの出力は、ベクトル毎に、トランസバーサル行列フィルタリングの出力から差し引かれる。

【0023】また本発明は、上記の方法を実施するように構成される手段を備えるマルチユーザ検出装置によって定義される。

【0024】本発明の上記および他の特徴は、添付の図面に開示して与えられる記載から、さらに明確になるであろう。

【0025】

【発明の実施の形態】本発明に基づく全般的な目的は、マルチユーザ検出プロセスに適合する、レーキタイプの適応的な受信方法を提案することである。干渉除去プロセスは、受信信号内の種々のユーザがそれぞれ関連する部分の推定値によって精度を高めることから利益を得る。逆に、レーキタイプの受信方法において用いられる複素係数を適合させるプロセスは、明確な信号上で動作することによりマルチユーザ干渉を除去することから利益を得る。

【0026】第1の実施の形態によれば、本発明は、図4に示されるようなレーキタイプの受信機を用いる。

【0027】示される受信機は、ユーザkによって伝送されるシンボルを受信する目的で用いられる。そのシス

テムは、ブロック(400)によって概略的に表されるL個のアンテナを有する。その後、L個の各アンテナ信号は、一連のP個の適合したフィルタと相互に関連する。ただし、Pはチャネルの伝搬経路の数であり、各フィルタは所与の経路iに適合する。L・P個の適合したフィルタの組は、ブロック(410k)によって概略的に表される。

【0028】表記法  $x_{l,k}(t) = \alpha_{l,k}(t)e^{j\phi_{l,k}(t)}x_k(t) + n_{l,k}(t)$  が、チャネルk ( $k = 1, \dots, K$ ) の経路i ( $i = 1, \dots, P$ ) に起因するアンテナ  $\mathbf{x}_{l,k}(t) = \mathbf{x}_{l,k}(t) + n_{l,k}(t) + n_{l,k}(t) + n_{l,k}(t)$  によって受信される関連する部分に与えられる場合には、

【数13】

$$\mathbf{x}_{l,k}(t) = \mathbf{x}_{l,k}(t) + (\ell-1) \cdot \alpha_{l,k}(t) - \nu_{l,k}(t) + 2\pi \frac{d}{\lambda} (\ell-1) \cos(\theta_{l,k}(t)) \quad (1)$$

のように書き表すことができ、その場合に

$$\xi_{l,k}(t) = \nu_{l,k}(t) + (\ell-1) \cdot \alpha_{l,k}(t) - \nu_{l,k}(t) + 2\pi \frac{d}{\lambda} (\ell-1) \cos(\theta_{l,k}(t)) \quad (2)$$

である。ただし  $\xi_{l,k}(t)$  はユーザkによって送信されるシンボルであり、 $\alpha_{l,k}(t)$  は、熱雑音、マルチパス干渉およびマルチユーザ干渉を含む、ユーザkの経路iの場合にアンテナlにおいて推定される白色付加ガウス雑音であり、dはアレイのピッチであり、 $\lambda$ は波長である。

【0029】したがって、ユーザkによって送信される信号の経路iに沿った伝搬は、減衰係数  $\alpha_{l,k}(t)$  と位相回転  $\psi_{l,k}(t)$  によってモデル化することができます。位相シフト  $\xi_{l,k}(t)$  は、一方では経路i上で引き起こされる位相回転  $\psi_{l,k}(t)$  に起因し、も

$$\mathbf{x}_{l,k}(t) = \sum_{l=1}^L \mathbf{x}_{l,k}(t) \quad (3)$$

ただし、 $b_{l,l,k}$  は複素重付け係数である。演算(3)は、同じように以下のベクトル形式で表すこともでき

$$\mathbf{x}_{l,k}(t) = \bar{\mathbf{x}}_{l,k}(t) \quad (4) \quad \mathbf{x}_{l,k}(t) = (b_{l,l,k} \bar{\mathbf{x}}_{l,k}(t) + b_{l,l,k}(t)) \begin{pmatrix} \mathbf{x}_{l,k}(t) \\ \mathbf{x}_{l,k}(t) \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{l,k}(t) \end{pmatrix} \quad (3')$$

ただし、 $l = 1, \dots, L$  の場合に、 $b_{l,l,k}(t) = a_{l,l,k} \exp(-j\psi_{l,l,k}(t))$  である。

【0031】次に、出力信号  $y_{l,k}$ 、すなわちユーザkからの信号の種々の経路は、結合信号  $z_k$  を供給するた

る。

【数16】

$$\mathbf{y}_{l,k}(t) = \bar{\mathbf{y}}_{l,k}(t) \quad (4) \quad \mathbf{y}_{l,k}(t) = (c_{l,k}(t) \bar{\mathbf{y}}_{l,k}(t) + c_{l,k}(t)) \begin{pmatrix} \mathbf{y}_{l,k}(t) \\ \mathbf{y}_{l,k}(t) \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{l,k}(t) \end{pmatrix} \quad (3')$$

ただし、 $c_{l,k}(t) = \rho_{l,k} \exp(-j\psi_{l,k}(t))$  ( $i = 1, \dots, P$ ) は複素重付け係数である。

【数17】

$$\mathbf{z}_k(t) = \bar{\mathbf{z}}_k(t) \quad (4) \quad \mathbf{z}_k(t) = (c_{l,k}(t) \bar{\mathbf{y}}_{l,k}(t) + c_{l,k}(t)) \begin{pmatrix} \mathbf{y}_{l,k}(t) \\ \mathbf{y}_{l,k}(t) \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{l,k}(t) \end{pmatrix} \quad (4)$$

ただし、 $c_{l,k}(t) = \rho_{l,k} \exp(-j\psi_{l,k}(t))$  ( $i = 1, \dots, P$ ) は複素重付け係数である。

【0032】係数  $b_{l,l,k}$  は、二乗平均平方根値で、以

めに、モジュール(440k)によって結合される。結合信号  $z_k$  は以下のように表すことができる。

【数18】

下の式によって表される誤差信号を最小にするように構成される。

$$\delta_{ik}(t) = q^k u_i(t) - z_k(t) \quad (5)$$

同様に、係数  $b_{l,k}$  は、二乗平均平方根値で、以下の式によって表される誤差信号を最小にするように構成され

$$\varepsilon_{lk}(t) = q^k u_l(t) - z_k(t) \quad (6)$$

ただし、 $q^{II,k}(t)$  および  $q^{III,k}(t)$  は、それぞれ  $(4.20k)$  および  $(4.40k)$  から出力される観測結果に対応する基準値である。基準値  $q^{II,k}(t)$  および  $q^{III,k}(t)$  は、 $q^{II,k}(t) = q^{III,k}(t) = q_k(t)$  に等しくなるように選択される。ただし、 $q_k(t)$  は、経路  $i$  に依存しない共通の基準値である。

【0033】係数  $b_{l,k}$  および  $c_{l,k}$  を適合させるために、以下に記載されるように、チャネル復号化の前後で、共通の基準値  $q_k(t)$  として、バイロットシンボル  $p_k(t)$  を直接用いることができるか、推定されたシンボルを用いることができるか、基準値の2つの利用可能性は、後にバイロットシンボルで開始し、推定されたシンボルで継続する、係数  $b_{l,k}$  および  $c_{l,k}$  の適合に互いに従うことができる。

【0034】どの事例においても、適合中には、その係数は、平均値  $(|\varepsilon_{II,k}|^2)$  および  $E(|\varepsilon_{II,k}|^2)$  を最小にするように変更される。誤差信号  $\varepsilon_{II,k}$  のフィードバックのため、 $\psi_{II,k} = \psi_{II,k} + (I-1)\phi_{II,k}$  に向て次第に収束し、その後、そのチャネル、およびアンテナ間の動作の差に起因する位相差を補償する。結果として、チャネル形成器は、種々の経路の方向にビームを形成するだけでなく、種々の経路によって引き起こされる位相回転を少なくとも部分的に補償する。そのようなタイプのチャネル形成器は、以降、「位相串並み補償を行うチャネル形成器」と呼ばれるであろう。その後、モジュール  $(4.40k)$  は、チャネル形成器から生じる位相を事前補償された経路の信号において結合を行い、位相シフトの残りの部分を修正する。

【0035】係数適合アルゴリズムは、二乗平均平方根の誤差信号を最小化することに基づく。この目的を果たすために多数のアルゴリズムが文献において提案されて

$$z = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^P x_{ll,k} b_{lk} \quad (7)$$

ただし、 $x_{ll,k}(t) = a_{ll,k} \exp(-j\psi_{ll,k})$  ( $l = 1, \dots, L$ ,  $k = 1, \dots, P$ ) は、複素重付け係数である。式 (4) は同様に以下のように表され

る。

【数19】

(5)

(6)

おり、その主な記載は、「Application of antenna arrays to mobile communications, Part II: Beam-forming and direction-of-arrival considerations」(Proceedings of the IEEE, Vol. 85, No. 8, August 1997, pages 1195-1245) というタイトルの L.C. Godara による学会論文に見ることができる。

【0036】たとえば、本出願人の名義で出願された「Bi-modular adaptive CDMA receiver」というタイトルのフランス国特許出願に記載されるよう、LMS (累小二乗平均) タイプのアルゴリズムあるいは RMS (帰納的最小二乗) タイプのアルゴリズムを用いることができる。

【0037】上記の受信機は、これ以降、「第1のタイプの受信機」と呼ばれるであろう。

【0038】第2の実施の形態によれば、本発明は、図 5 に示されるようなレーキタイプの受信機を用いる。

【0039】示される受信機は、チャネル  $k$  上で伝送されるシンボルを受信する目的で用いられる。システムは、ブロック (500) によって概略的な表される L 個のアンテナを有する。その後、L 個の各アンテナ信号は、一連の P 個の適合したフィルタによって相互に関連する。ただし、P はチャネルの伝搬経路の数であり、各フィルタは経路  $i$  に適合する。L・P 個の適合したフィルタの組はブロック (510k) によって概略的に表され、適合したフィルタの L・P 個の出力信号  $x_{ll,k}(t)$  ( $l = 1, \dots, L$ ,  $i = 1, \dots, P$ ) は、結合信号  $z_k$  を供給するために、ブロック (520k) によって表される複素係数  $b_{lk}$  によってこれらの出力信号を線形に結合するモジュールに伝送される。結合モジュール (520k) は、以下の演算を実行する。

【数20】

(7)

る。

【数21】

$$z_k(t) = \bar{b}_k(t)^T \cdot \bar{x}_k(t) = (b_{1,k}(t)x_{1,k}(t) + b_{2,k}(t)x_{2,k}(t) + \dots + b_{n,k}(t)x_{n,k}(t)) \quad (7)$$

【0040】係数  $b_{1,k}$  は、二乗平均平方根で、以下の式により表される誤差信号を最小にするように選択され  
 $a_k(t) = q_k(t) - z_k(t)$

ただし、 $a_k(t)$  は、観測される信号  $z_k(t)$  に対応する基準値である。

【0041】係数  $b_{1,k}$  を適合させるために、以下に記載されるように、チャネル復号化の前後で、基準値として、直接にバイロットシンボルを用いることができるか、あるいは推定されたシンボルを用いることができる。基準値の2つの利用可能性は、後にバイロットシンボルで開始し、推定されたシンボルで継続する、係数  $b_{1,k}$  の適合に互いに従うこともできる。

【0042】適合中に、係数  $b_{1,k}$  は、平均値  $E(|e_k|^2)$  を最小にするように更新される。誤差信号  $e_k$  のフィードバックのため、値  $v_{1,k}$  は  $v_{1,k} + (1 - 1/\phi_{1,k})$  に次第に収束し、その後、チャネルと、アンテナの間の動作の差に起因する位相差を補償する。結果として、モジュール(520k)は、チャネル形成と種々の経路によって引き起こされる位相回転の補償との両方を行う。さらに、モジュール(520k)は、各ユーザの種々の経路の関連する部分の実数の重み付けを行う。

【0043】適合アルゴリズムには、同様に、本出願人の名義で登録された「Bi-dimensional adaptive CDMA receiver」というタイトルのフランス国特許出願に開示されるるような、LMS (最小二乗平均) タイプのアルゴリズムあるいはRMS (傳導的最小二乗) タイプのアルゴリズムを用いることができる。

【0044】上記の受信機は、これ以降、「第2のタイプの受信機」と呼ばれるであろう。

【0045】図6は、本発明の第1の例示的な実施の形態によるマルチユーザ接出装置を示す。そこでは、マルチユーザ干渉が並列モードによって除去される。

【0046】アレイ内のアンテナ1...Lの出力は全て、図4および図5にそれぞれ示されるような、第1のタイプおよび第2のタイプの一連の受信機(6001,...,600K)に接続される。その後、これら受信機の出力において得られる信号は、処理ステップのシーケンスにかけられる。このシーケンスは、第一

れる。

【数22】

(8)

に、種々のユーザによって伝送されるシンボルの推定値、すなわち (^)  $s_k(t)$  を軟(ソフト)形式あるいは硬(ハード)形式で供給する判定ステップ(6101,...,610K)を含む。(610k)において得られるシンボル上の判定が硬形式値を有する場合には、

20 推定されるシンボル (^)  $s_k(t)$  は、事後確率によるコンステレーション(constellation)のシンボルの重み付けとして表される。(610k)において得られるシンボル上の判定が硬形式値を有する場合には、推定されるシンボル (^)  $s_k(t)$  は、観測された信号  $z_k(t)$  の閾値処理と、その後に用いられる可能性がある予め決定されるファクタによる重み付けから生成される。その後、推定されるシンボルは、推定されるデータ (^)  $d_k(t)$  を供給するために選択される(6201,...,620K)。推定されたデータは、データターミナルおよびチャネル復号化(6301,...,630K)のステップにかけられ、その後、より信頼性のある符号化されたデータの推定値を供給するために、再度符号化され、もう一度インターリーブされる。復号化動作は、软入力および软出力(SISO, すなわち软入力软出力)を有する復号化により実行されることが有利である。再符号化は、符号化されたデータが復号化出力において直接再生される場合には必ずしも必要ではないことに留意されたい。たとえば、SOVA(软出力ビタブルアルゴリズム)タイプのアルゴリズムの(6301,...,630K)において使用される場合には、符号化されたデータは、最も経路に沿って直接再生することができる。新たに推定されたデータ (^)  $d_k(t)$  は再度変調され(650k)、得られたシンボル (^)  $s_k(t)$  は、ユーザkの信号によってスペクトル上で再拡散される(660k)。当然の結果として、用いられる復号化は软値タイプからなり、再変調も、その各事後確率によって重み付けされる。コンステレーションのシンボルの重み付けから生じるシンボルを供給するという意味で「软形式」である。その後、再拡散された各シンボル (^)  $s_k(t)$  は、フィルタ

(670k)によってフィルタリングされる。そのフィルタの機能は、以下に記載され、その役割は、伝送チャネルkと、アンテナ間の動作の差との影響をモデル化することである。したがって、フィルタ(670k)の出力では、L個のアンテナ信号に対するユーザkの「関連する部分」の推定値が存在しており、その関連する部分は、L個一组の信号(x1, ..., xL)の形をとる。

【0047】他のユーザに起因する関連する部分を推定するために、各ユーザkの場合に、(680k)において、L個のアンテナによって受信されるL個一组の信号(x1)から、L個一组の  
【数23】

$$\sum_{i=1}^L x_{ik}$$

が差し引かれる。このようにして、L個のL個一组の信号が得られ、マルチユーザ干渉が部分的に除去される。その除去プロセスは、これらの信号からのようなシーケンス(600k), ..., (670k)を繰り返し、繰り返しの各終了時に、アンテナによって受信される信号(x1)から、新たに計算された関連する部分を差し引くことにより繰り返しができる。第2の繰り返しおよびその後の繰り返しのユーザの各シーケンスは、1組(L個一组)

$$x_{kl}(t) = \sum_{i=1}^L w_{ik}(t) u_{ik}(t) \tilde{u}_{ik}^*(t - \tau_{ik}) \quad (9)$$

ただし、 $\tau_{ik}$ は、(410k)において計算された相間ピーカー間の時間差から得られる。チャネルkの種々の経路の推定される遅延時間である。 $u_{ik}$ は、経路再結合モジュール(440k)によって見られる、「明らかな」チャネル。すなわち種々の経路が位相に関する度合で補償されているチャネルをモデル化する複素重み付け係数である。 $w_{ik}$ は、アンテナと、モジュール(420k)の位相再補償との間の動作の差をモデル化する複素重み付け係数である。

【0051】本発明の第1の変形実施の形態によれば、

$$w_{ik} = [a_{ik}] \text{ or } w_{ik} = a_{ik} \text{ or } w_{ik} = \operatorname{Re}[a_{ik}] \quad (10)$$

が選択される。ただし、 $R_e[\cdot]$ は実数部を表す。

【0053】同じようにして、係数 $b_{l,k}$ は、純粹な位相差であると考えられる。その際、項 $b_{l,k}$ は、(420k)において適用される係数 $b_{l,k}$ に対応する

$$w_{ik} = \exp(j\psi_{ik}) \text{ or } \psi_{ik} = \operatorname{Arctan}(\operatorname{Im}[b_{l,k}] / \operatorname{Re}[b_{l,k}]) \quad (11)$$

が選択される。

【0055】本発明の第2の実施の形態によれば、繰り返帰は、本出版人の名義で2000年8月29日に出版され、参照して本明細書に掲載されるフランス国特許出願FR-A-0011160に記載されるような、値 $\psi$

のアンテナ上で動作し、以前の繰り返しにおいて、他のユーザの関連する部分が除去される。こうして、種々のユーザによって伝送されるシンボルの推定値は、繰り返しが増えるのに応じて信頼性を増す。

【0048】復調、デインターリーブ、チャネル復号化／符号化、インターリーブおよび再調整動作はオプションである（その際、ブロック620k、630k、640k、650kは存在しない）ことに留意されたい。スペクトルの再拡散は、推定されたシンボル $(\cdot)_k(t_k)$ に直接適用することができる。しかしながら、チャネル復号化（当然、送信側の対応するチャネル符号化）を用いることにより誤り率は減少し、それゆえ、干渉の推定値の信頼性がさらに結果として伝送されるシンボルの信頼性が改善される。

【0049】フィルタ(670k)の構造は、(600k)において用いられる受信機のタイプに依存する。想定される2つのタイプの受信機が引き続き検討されるであろう。

【0050】フィルタ(600k)が第1のタイプからなる場合には、フィルタ(670k)は、以下の演算を実行する。

【数24】

経路再結合に適用されるMRCアルゴリズムと同様に、係数 $u_{ik}$ は、 $u_{ik} = e^{j\phi_{ik}}$ になるように選択される。こうして、(440k)において適用される減算および位相差の残りの部分に対応するチャネルの乗算項が再構成される。

【0052】第2の実施の形態によれば、位相差の残りの部分は無視されるものと考えられ、それゆえ、係数 $c_{ik}$ は、本質的には実数であると考えられる。その際、

【数25】

位相差を再構成するように選択することができる。

【0054】第1の変形の実施の形態によれば、

【数26】

$i, k$ において行われる。より正確には、所与の経路 $i$ の場合に、最小二乗偏差 $J$ を最小にする値 $(\cdot)_{ik}$ および $(\cdot)_{ik}$ が求められる。

【数27】

$$J(\hat{v}_{lk}, \hat{\phi}_{lk}) = \sum_{i=1}^L (\hat{v}_{ik} + (\ell-1), \hat{\phi}_{ik} - \psi_{ik})^2 \quad (12)$$

これら 2 つの値は、その関数 J の偏導関数を相殺するこ  
とにより得られ、その際、以下の式が得られる。

$$\hat{v}_{lk} = \overline{\psi_{lk}} - \hat{\phi}_{lk} \cdot (\ell-1) \quad (13)$$

ただし、

【数 2 8】

$$\overline{\psi_{lk}} = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \psi_{ik} \text{ and } \overline{\ell-1} = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L (\ell-1)$$

$$\hat{\phi}_{lk} = \frac{(\ell-1) \cdot \overline{\psi_{lk}} - \overline{\psi_{lk} \cdot \ell-1}}{(\ell-1)^2 - L^2} \quad (14)$$

であり、 $(-)$  X は  $L$  個のアンテナにわたる X の平均値  
を示す。なお、 $(-)$  X という表記は、X のオーバーラ  
インを意味する。式 (13) を用いて、その後に  $(-)$   
 $w_{lk} = \exp((\hat{v}_{lk} + (\ell-1), \hat{\phi}_{lk}))$

その式は、式 (11) によって供給されるものより雜音  
の少ない推定値を与える。

【0056】ここで、フィルタ (600k) が第 2 のタ

$$x_{lk}(t) = \sum_{i=1}^L w_{ik}(t), u_{ik}(t) \cdot \delta(t - t_{ik})$$

【0057】係数  $u_{ik}$  は、ある経路に関連するチャネ  
ル形成器の放射ダイアグラムのエネルギーが、この経路  
に沿った信号によって受ける減衰に比例することを考慮

$$\bar{b}_{lk} = \begin{pmatrix} b_{1,k} \\ b_{2,k} \\ \vdots \\ b_{L,k} \end{pmatrix}, g_{lk} = \|\bar{b}_{lk}\| \text{ and } g_l = \sqrt{\sum_{i=1}^L g_{ik}^2} \quad (17)$$

に留意すれば、 $u_{ik} = g_{ik} / g_l$  が選択される。

【0058】たとえば、ノルム  $g_{ik}$  は、 $g_{ik} = m_{ik} \times |b_{ik}|$  である。

【数 3 4】

$$g_{lk} = \bar{b}_{lk} / L \cdot \sum_{i=1}^L b_{ik}$$

によって近似することができる。

【0059】係数  $w_{lk}$  は、式 (11) によって以前  
に記載されたように、その部分に対して得られる。ただ  
し、 $\psi_{lk} = \text{Arctan} [ \text{Im} [b_{lk}] / \text{Re} [b_{lk}] ]$

$$b_{lk}(0) = \delta(\ell - \ell_0), \forall i \text{ and } \alpha(0) = c, \forall i$$

である。ただし、 $\delta$  はディラックシンボルであり、 $\ell_0$   
はアンテナ数であり、c は所与の複素係数である。第 2

【数 2 8】

【数 3 0】

v<sub>l,k</sub> を計算することができる。値  $(-)$  v<sub>l,k</sub> および  
 $(-)$   $\phi_{lk}$  から、その後、以下の式が選択される。

【数 3 1】

(15)

イフからなる場合には、フィルタ (670k) は以下の  
演算を実行する。

【数 3 2】

(16)

することにより得られる。

【数 3 3】

【b<sub>l,k</sub>] であり、式 (12) ~ (15) によって示  
されるように、線形回帰によって位相雜音を除去できる  
可能性がある。

【0060】第 1 あるいは第 2 のタイプのフィルタが用  
いられるとき、係数 b<sub>l,k</sub> および適用できる場合に  
は c<sub>l,k</sub> は、各繰返し時に初期化されなければならない  
い。

【0061】第 1 の繰返しの場合、係数は、以下の値に  
よって初期化されるであろう。第 1 のタイプの受信機の  
場合には、

【数 3 5】

(18)

のタイプの受信機の場合には、

【数 3 6】

$$b_{\mu}(0)=b_{\mu}(\ell-\ell_0), \forall \ell$$

(19)

である。ただし、 $\delta$ はディラックシンボルであり、 $\ell_0$ はアンテナ数であり、 $\circ$ は所与の複素係数である。

【0062】いずれの場合においても、選択される初期化構成は、マルチバス無指向性構成である。

【0063】別法では、種々の経路の減衰係数、到着方

$$b_{\mu}(0)=\exp(-j(\hat{v}_{\mu}(0)+2\pi d/\lambda \cos \hat{\theta}_{\mu}(0) \cdot (\ell-1))) \text{ and } c_{\mu}(0)=\hat{a}_{\mu}(0) \quad (20)$$

第2のタイプの受信機の場合には、

10 【数38】

$$b_{\mu}(0)=\hat{a}_{\mu}(0) \exp(-j(\hat{v}_{\mu}(0)+2\pi d/\lambda \cos \hat{\theta}_{\mu}(0) \cdot (\ell-1))) \quad (21)$$

ただし、 $(^*)\theta_{l,k}(0)$ 、 $(^*)v_{l,k}(0)$ 、  
 $(^*)\alpha_{l,k}(0)$ は、それぞれ種々の経路の場合の到來方向、位相回転および減衰係数の初期推定値である。

【0064】第2の繰返し及びその後の繰返し時に、係数 $\beta_{l,k}$ 、および適用できる場合には $c_{l,k}$ は、以前の繰返しの適合の終了時に得られた係数の値によって初

$$\beta^{(n)}_{l,k}(0)=\beta^{(n-1)}_{l,k}(T) \quad (22)$$

が選択される。ただし、指標 $n$ は繰返しの回数を示す。  
【0065】適合プロセスが以前の繰返し時に収束しなかった場合、すなわち、たとえば、航差信号の構成単位がこの繰返し中の所定の閾値より大きい場合には、(18)、(19)あるいは(20)、(21)によって与

$$\beta^{(n)}_{l,k}(0)=\sum_{m=1}^M \delta_m b^{(n-m)}_{l,k}(T) \quad (23)$$

を用いることもできるであろう。

【0066】係数を初期化する段階の後、受信機(60Ok)によってどの基準値 $q_k(t)$ が用いられるかを指定することが重要である。(61Ok)の出力において軟判定あるいは硬判定した後に得られるパリオットシンボル $(^*)q_k$ 、あるいは(65Ok)の出力においてチ

$$q^{(n)}_k(t)=\eta \cdot \beta^{(n-1)}_k(t) + (1-\eta) \cdot \beta^{(n)}_k(t) \quad (24)$$

が用いられることが有利であろう。ただし $q_k(t)$ は、繰返し $n$ の時間 $t$ において用いられる基準値を示す。

【0067】また、基準値として、現在の繰返しの(61Ok)から出力されるシンボルと以前の繰返しの(65Ok)から出力される対応するシンボルとの間の重み付けされた平均値をとること、すなわち、

【数42】

$$q^{(n)}_k(t)=\eta \cdot \beta^{(n-1)}_k(t) + (1-\eta) \cdot \beta^{(n)}_k(t)$$

を想定することもできる。ただし、 $\eta$ は重み付け係数である( $0 \leq \eta \leq 1$ )。

【0068】図7は、本発明の第2の例示的な実施形

向および位相回転の初期推定値が存在する場合には、第1の繰返し時に、以下の値によって、係数を初期化できる。第1のタイプの受信機の場合には、

【数37】

期化される。より厳密には、新しい各繰返しの開始時に時間 $t$ を0に初期することになっており、かつある繰返しによって処理されるシンボルのブロックの長さが $T$ を表される場合には、

【数39】

えられる値にその係数を初期化することが好ましい場合がある。また、初期値として、以前の繰返しの最終評価の忘却因子 $\delta$ によって重み付けされる可能性がある平均値、すなわち、

【数40】

30 ヤネル復号化／再符号化した後に得られるシンボルを用いることができる。動作(61Ok)～(65Ok)を待つことにより誤差信号のフィードバックに遅れが生じないようにするために、以前の繰返しにおいて得られるシンボルの値、すなわち、

【数41】

態によるマルチユーハ接続装置を示す。

【0069】図6とは異なり、干渉の除去は、ここで40は、一連のK個のステップにおいて実行される。ただしKはユーハの数である。受信された信号に対する他のユーハの関連する部分は、電力が減少する順に並べられる。各ユーハの場合に、種々のアンテナに接続されるユーハに適合したフィルタの出力の二乗係数は、たとえば加算され、その得られた和が比較されるであろう。

【0070】図を簡単にするために、1つのステージが示されており、各ステージが1つの除去ステップを実行する。各ステージはその入力として、それぞれ図4および図5に示されるような、第1のタイプあるいは第2のタイプの受信機(700k)を有する。第1のタイプの

受信機は  $L_k$  個のアンテナ信号を受信し、その後のステージは、以前のステージからの  $L_k$  個の出力信号を受信する。受信機の出力では、図 6 の場合に既に記載されているように、復調 (7.20k)、デインターリーブおよびチャネル復号化 (7.30k)、チャネル再符号化およびインターリーブ (7.40k)、再変調 (7.50k) およびシンボルの再添数 (7.60k)、さらにその後再構成フィルタリング (7.70k) を伴う、シンボル (7.10k) における判定あるいは硬判定が行われる。フィルタ (7.70k) は既に記載されているフィルタ (6.70k) と同じである。(7.70k) から出力される  $L_k$  個の信号は、その後、ステージ  $k+1$  の  $L_k$  個の入力信号を供給するために、(7.80k)において、ステージ  $k$  の  $L_k$  個の入力信号から差し引かれる。こうして、種々のユーザの関連する部分は、最も高い干渉を生成するユーザで開始して、連続して除去される。種々のステージ  $1 \sim K$  の再構成フィルタ (7.70k) の出力は、各ユーザ  $k$  のために、 $L_k$  箇一組 ( $x_{1:k}$ ) の形で、アンテナ信号に関連する部分を再生成するために、図 6 の再構成フィルタ (6.70k) の出力と同様に用いることができる。種々のユーザの関連する部分は、種々のステージの加算器 (7.80k) によって 1つずつ差し引かれる。

【0071】第 1 の繰返しの場合の係数の初期化に関してここで行われた解説は、種々のユーザのシーケンスの場合に当たる。言い換えると、あるユーザの各シーケンスにおいて、用いられる受信機が第 1 のタイプからなる場合には (18) あるいは (20) によって、用いられる受信機が第 2 のタイプからなる場合には (19) あるいは (21) によって係数が初期化される。

【0072】さらに、直列除去段階 (図 7) の後ろに、並列段階 (図 6) が続くようにすることを想定することができる。より一般的には、チャネルは、同じ空間域あるいは時間電力のユーザに対する「パケット」にともにグループ化することができ、パケット間の干渉が、最初に、かが後に、次の同じパケットのユーザ間の干渉で処理されることができる。パケット間処理は、パケット内処理とは異なるタイプ (直列あるいは並列) からなることができる。

【0073】図 8 は、本発明の第 3 の実施の形態によるマルチユーチャンネル装置を示す。

【0074】この実施の形態は、ここで以下に記載されることになる「マルチ等化」機能を含むという意味で、並列除去モードを拡張する。同じ機能に対応する場合には、示される参照番号は、図 6 の参照番号を読み替えたものである。それにもかかわらず、図 8 に示される装置は、その装置が、判定モジュール (8.10k) の上流にある線形フィルタ (8.05k) を含む点で、図 6 の装置とは異なる。このフィルタリングの目的は、干渉除去において種々のサンプリング時間で、第 1 のタイプあるいは第 2 のタイプの受信機 (8.00k) の出力を考慮するこ

とである。フィルタ (8.05k) は、1人のユーザが考慮される際に、従来のトランスマルチ接続等化器の役割と等価な役割を実行するトランスマルチ接続時間フィルタである。しかしながら、従来の等化器とは異なり、フィルタ (8.05k) は、サイズペクトル  $K$  上で動作する行列フィルタであり、それゆえ、スカラ-係数の代わりにサイズ  $K \times K$  の行列を用いる。その行列の数は、フィルタタイムスロットの数に対応する。種々の行列の対角線上の係数によって適切な等化を行なうことができ、一方、対角線の外側の係数によって、ユーザ間の干渉の除去における種々のチャネルの時間応答を考慮することができる。1人のユーザに相当する場合と同様に、トランスマルチ接続フィルタ (8.05k) は、強制的に 0 にする (zero forcing: ZF) 技術や、最小二乗平均誤差 (MMSE) のような既知の技術を用いて最適化することができる。

【0075】図 9 は、種々のモジュール (8.00) ~ (8.80) のペクトル処理特性を示す。図 8 の装置を同じように示しており、各モジュールはそれぞれ図 8 のモ

20 ディール (8.001, ..., 8.00K), ..., (8.801, ..., 8.80K) を含む (たとえば、モジュール (8.00) は、第 1 あるいは第 2 のタイプの一連の受信機である)。行列フィルタ (8.05) は当然、変更されないままである。

【0076】図 10 は、本発明の第 4 の実施の形態によるマルチユーチャンネル装置を示す。

【0077】この実施の形態は、マルチユーザの状況において、判定帰還 (DF) によって等化の技術を入れ替える。モジュール (9.00)、(9.10)、... (9.80) は図 8 のモジュール (8.00)、(8.10)、... (8.80) と同じモジュールであり、各モジュールは、上記のように、 $K$  箇の成分を有するペクトル上で動作する。その装置は、フィルタ (9.05) に同一の前置トランスマルチ接続フィルタ (9.05) と、モジュール (9.50) の出力においてシンボル (^)  $a_k$  のペクトルをフィルタリングする後置フィルタ (9.17) を備える。後置フィルタの出力は、判定モジュール (9.10) の入力において差し引かれる (9.06)。トランスマルチ接続フィルタ (9.05) やび帰還フィルタ (9.07) からなるアセンブリは、同様に、既知の技術、たとえば ZF あるいは MMSE にしたがって最適化することができる。

【0078】後置フィルタ (9.07) は、現在のサンプルの減算の時点までまだ利用することができない時間サンプルの関連する部分を差し引く必要がないように、因果律に従わなければならない。これは、インターリーブ処理の長さに関して、著しく制限を加える場合がある。別法では、後置フィルタ (9.07) は、因果的な制約を緩和することができるようとする。判定モジュール (9.10) の出力においてシンボルペクトル (^)  $a_k$  をフィ

ルタリングすることになるが、これは、後置フィルタによるシンボル間干渉の評価におけるチャネル復号化の利益を放棄することを犠牲にする。

【0079】図8、図9および図10に示される実施の形態はいずれも、シンボル毎に1人のユーザの等化から導出される「マルチ等化」を用いる。しかしながら、当業者には、本発明が、シンボルシーケンスの推定を行な一誤の等化技術、すなわちMLE（最尤シーケンス推定）、DDFSE（選択判定選択シーケンス判定）、RSSSE（縮小状態シーケンス判定）等に拡張することも可能であることは明らかであろう。これらの全ての技術は、本発明を用いて、マルチユーザの状況に入れ替えることもできる。

【0080】本発明の基本的に、便宜上の理由のために、ある閾値を実行するモジュールを用いて例示されてきたが、これらの閾値のうちの全て、あるいはその一部のみが、この目的を果たすためにプログラミングされたプロセッサによって実行することができることは明らかであろう。

【図面の簡単な説明】

【図1】 DS-CDMA電気通信システムの概略図である。

【図2】 P I Cタイプのマルチユーザ検出装置の概略図である。

【図3】 S I Cタイプのマルチユーザ検出装置の概略図である。

【図4】 本発明による装置に有用なレーキタイプの第1の受信機を示す図である。

【図5】 本発明による装置に有用なレーキタイプの第2の受信機を示す図である。

【図6】 本発明の第1の実施の形態によるマルチユーザ検出装置の概略図である。

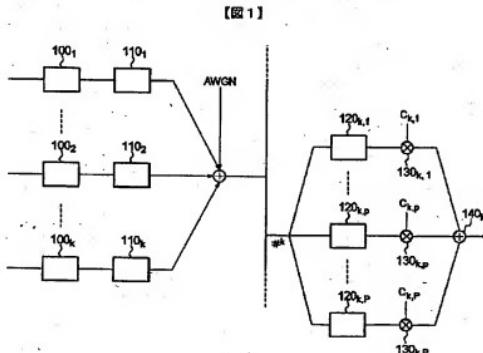
【図7】 本発明の第2の実施の形態によるマルチユーザ検出装置の概略図である。

【図8】 本発明の第3の実施の形態によるマルチユーザ検出装置の概略図である。

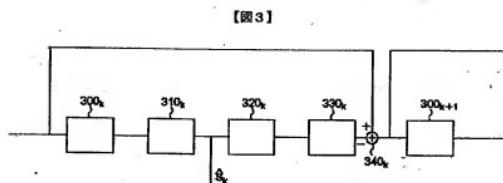
【図9】 同じように本発明の第3の実施の形態によるマルチユーザ検出装置の概略図である。

【図10】 本発明の第4の実施の形態によるマルチユーザ検出装置の概略図である。

20

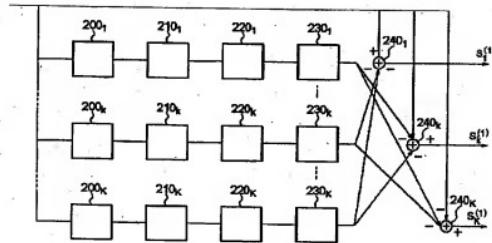


【図1】

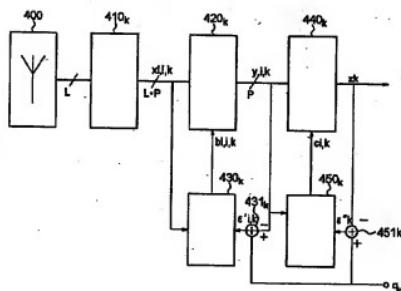


【図3】

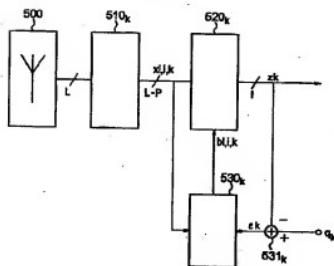
【図2】



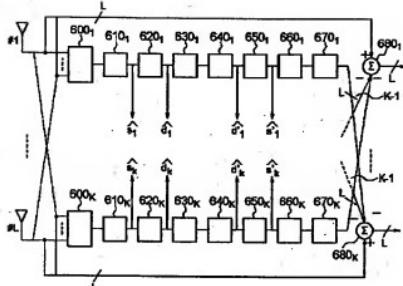
【図4】



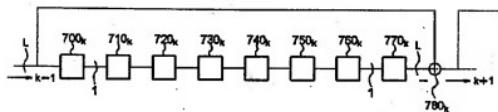
【図5】



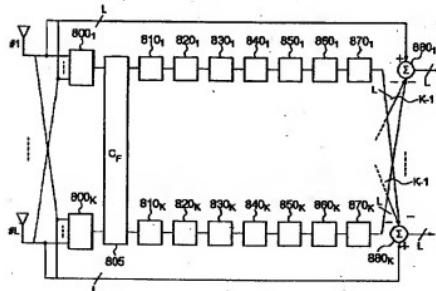
【図6】



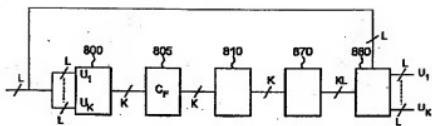
【図7】



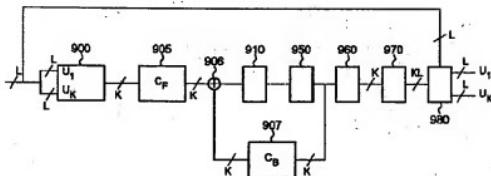
【図8】



【図9】



【図10】



フロントページの続き

Fターム(参考) SK022 EE02 EE32 EE35  
 SK046 AA05 BB01 EE06 EF52  
 SK059 CC03 DD10 DD39 EE02  
 SK067 AA03 BB04 BB21 CC10 CC24  
 HH21 KK03

## 【外國語明細書】

## 1. Title of the Invention

Multi-user detection method and Multi-user detection device

## 2. Claims

1. Multi-user detection method with elimination of interference between users, each user transmitting modulated data in the form of symbols on a transmission channel, each transmission channel ( $k$ ) comprising at least one propagation path ( $\ell$ ) and each propagation path arriving at an array of reception antennae ( $\ell$ ) according to a direction of arrival ( $\theta_{k\ell}$ ), the method comprising at least one sequence of steps for each user ( $k$ ), characterised in that each sequence comprises:

(a) a reception step (600, 700, 800, 800, 900) decomposing each antenna signal into filtered signals ( $x_{k\ell\mu}$ ) issuing from the different paths ( $\ell$ ) of the said user ( $k$ ) and combining the said filtered signals by means of a first plurality of coefficients ( $b_{k\ell\mu}, c_{k\ell}$ ) in order to form an estimation ( $\hat{x}_k$ ) of the signal transmitted by the user;

(b) a step of estimating (670, 770, 870, 870, 970) the contribution ( $(x_{k\ell}) \ell=1..L$ ) of the user to the signals received by the different antennae from the said estimation of the signal transmitted and a second plurality of coefficients ( $w_{k\ell}, w_{k\ell\mu}$ ) obtained from the said first plurality of coefficients;

(c) a step of eliminating interference (680, 780, 880, 880, 980) subtracting from the antenna signals the contribution estimated at step (b) in order to obtain cleaned antenna signals;

the cleaned antenna signals supplied by at least one first sequence being used as antenna signals by at least one second sequence.

2. Multi-user detection method according to Claim 1, characterised in that the first plurality of coefficients comprises a first set of complex coefficients ( $b_{k\ell\mu}$ ) and a second set of complex coefficients ( $c_{k\ell}$ ) and in that the filtered signals ( $x_{k\ell\mu}$ ) are subjected to a channel formation step (420<sub>k</sub>) in order to form signals of paths ( $y_{k\ell}$ ) by means of the said first set, the said path signals then being linearly combined (440<sub>k</sub>) by means of the said second set in order to supply the said estimation ( $\hat{x}_k$ ) of the signal transmitted, the coefficients of the first set being adapted so as to minimise a plurality of first error signals ( $\sigma_k$ ) between a reference value ( $q_k$ ) of the transmitted signal and the said path signals ( $y_{k\ell}$ ), the coefficients of the said second

set being adapted so as to minimise a second error signal ( $\varepsilon^*$ ) between the said estimation ( $z_1$ ) and the said reference value.

3. Multi-user detection method according to Claim 2, characterised in that the said second plurality ( $w_{1,1}, w_{1,2}$ ) of coefficients comprises a first set of complex coefficients ( $w_{1,1}$ ) and a second set of complex coefficients ( $w_{1,2}$ ), the coefficients ( $w_{1,1}$ ) of the said first set of the second plurality being obtained from the arguments of the coefficients ( $b_{1,1}$ ) of the first set of the first plurality and the coefficients ( $w_{1,2}$ ) of the said second set of the second plurality being obtained from coefficients ( $a_1$ ) of the said second set of the first plurality.

4. Multi-user detection method according to Claim 3, characterised in that the coefficients ( $w_{1,2}$ ) of the said second set of the second plurality are obtained by conjugation of the coefficients ( $a_1$ ) of the second set of the first plurality.

5. Multi-user detection method according to Claim 3 or 4, characterised in that the coefficients ( $w_{1,1}$ ) of the said first set of the second plurality are obtained from a linear regression on the arguments of the coefficients ( $b_{1,1}$ ) of the first set of the first plurality.

6. Multi-user detection method according to one of Claims 2 to 5, characterised in that, at the first sequence,

the coefficients ( $b_{1,1}$ ) of the first set of the first plurality are initialised by  $b_{1,1}(0)=\delta(t-t_0), \forall i$  where  $\delta$  is the Dirac symbol,  $t_0$  is an antenna number;

and in that the coefficients ( $a_1$ ) of the second set of the first plurality are initialised by  $a_1(0)=c, \forall i$  where  $c$  is a given complex coefficient.

7. Multi-user detection method according to one of Claims 2 to 5, characterised in that, at the first sequence, the coefficients ( $b_{1,1}$ ) of the first set of the first plurality are initialised by  $b_{1,1}(0)=\exp(-j(\hat{v}_{1,1}(0)+2\pi t/\lambda\cos\hat{\theta}_{1,1}(0),(t-1)))$  and in that the coefficients ( $a_1$ ) of the second set of the first plurality are initialised by  $a_1(0)=\hat{a}_{1,1}(0)$  where  $\hat{\theta}_{1,1}(0)$ ,  $\hat{v}_{1,1}(0)$ ,  $\hat{a}_{1,1}(0)$  are respectively estimations of the directions of arrival, phase rotations and coefficients of attenuation for the different paths.

8. Multi-user detection method according to Claim 1, characterised in that the first plurality of coefficients consist of a set of complex coefficients ( $b_{\mu\lambda}$ ) and in that the filtered signals ( $x_{\mu\lambda}$ ) are linearly combined (520<sub>a</sub>) by means of said set in order to supply said estimation ( $\hat{x}_\lambda$ ) of the signal transmitted, the coefficients of said set being adapted so as to minimise an error signal ( $\alpha$ ) between the said estimation ( $\hat{x}_\lambda$ ) and a reference value ( $q_\lambda$ ).

9. Multi-user detection method according to Claim 8, characterised in that the said second plurality ( $w_{\mu\lambda}, u_\lambda$ ) of coefficients comprises a first set of complex coefficients ( $w_{\mu\lambda}$ ) and a second set of complex coefficients ( $u_\lambda$ ), the coefficients ( $u_\lambda$ ) of the said second set of the second plurality being obtained by:

$$\text{where } g_{\mu\lambda} \text{ is an estimation of the norm of the sub-vector } \underline{b}_{\mu\lambda} = \begin{pmatrix} b_{\mu\lambda} \\ b_{\mu\lambda} \\ \vdots \\ b_{\mu\lambda} \end{pmatrix}, L \text{ being the number of antennas in the array, where } g_{\mu\lambda} \text{ is a mean of the } g_{\mu\lambda} \text{ values on the different paths, the coefficients } (w_{\mu\lambda}) \text{ of the said first set of the second plurality being obtained from the arguments of the coefficients } (b_{\mu\lambda}) \text{ of the said set of the first plurality.}$$

10. Multi-user detection method according to Claim 8 or 9, characterised in that, at the first sequence, the coefficients ( $b_{\mu\lambda}$ ) of the said set of the first plurality are initialised by  $b_{\mu\lambda}(0)=b\delta(\ell-\ell_0), \forall i$  where  $\delta$  is the Dirac symbol,  $\ell_0$  is an antenna number and  $b$  a given complex coefficient.

11. Multi-user detection method according to Claim 8 or 9, characterised in that, at the first sequence, the coefficients ( $b_{\mu\lambda}$ ) of the said set of the first plurality are initialised by  $b_{\mu\lambda}(0)=\hat{\alpha}_{\mu\lambda}(0)\exp(-j(\hat{\phi}_{\mu\lambda}(0)+2\pi d/\lambda\cos\hat{\theta}_{\mu\lambda}(0)(\ell-1)))$ , where  $\hat{\alpha}_{\mu\lambda}(0)$ ,  $\hat{\phi}_{\mu\lambda}(0)$ ,  $\hat{\theta}_{\mu\lambda}(0)$  are respectively estimations of the directions of arrival, phase rotations and coefficients of attenuation for the different paths.

12. Multi-user detection method according to one of the preceding claims, characterised in that, for a given user ( $k$ ), the interference is eliminated by subtracting (680<sub>a</sub>, 880<sub>a</sub>, 880, 980) from the antenna signals of the contributions of all the other users.

13. Multi-user detection method according to Claim 12, characterised in that each sequence comprises a step of estimating (610<sub>s</sub>, 710<sub>s</sub>, 810<sub>s</sub>, 810, 910) the symbols transmitted from the estimation of the signal transmitted ( $\hat{s}_2$ ) in order to obtain first estimated signals ( $\hat{s}_1$ ), a step of demodulating (520<sub>s</sub>, 720<sub>s</sub>, 820<sub>s</sub>, 820, 920) the first estimated symbols ( $\hat{s}_1$ ) in order to obtain estimated data ( $\hat{d}_s$ ), a step of channel decoding (630<sub>s</sub>, 730<sub>s</sub>, 830<sub>s</sub>, 830, 930) of the said estimated data followed by a channel reencoding (640<sub>s</sub>, 740<sub>s</sub>, 840<sub>s</sub>, 840, 940) and a remodulation (650<sub>s</sub>, 750<sub>s</sub>, 850<sub>s</sub>, 850, 950) in order to obtain second estimated symbols ( $\hat{s}_2$ ).

14. Multi-user detection method according to Claim 2 or 13, or 8 and 13, characterised in that the reference value ( $q^{(0)}_s$ ) for a transmitted signal, used at the second sequence or at a subsequent sequence ( $n$ ), is the second estimated symbol ( $\hat{s}^{(n-1)}_s$ ) obtained for this signal at the previous sequence.

15. Multi-user detection method according to Claim 2 or 14, or 8 and 14, characterised in that the reference value ( $q^{(0)}_s$ ) for a transmitted signal, used at the second sequence or at a subsequent sequence ( $n$ ), is a combination of the first estimated symbol ( $\hat{s}^{(0)}_s$ ) obtained for this signal at the current sequence and of the second estimated symbol ( $\hat{s}^{(n-1)}_s$ ) obtained for this signal at the previous sequence.

16. Multi-user detection method according to one of the preceding claims, characterised in that, at the second sequence and at the subsequent sequences, the coefficients of the first plurality of a sequence are initialised from the values of coefficients of the first plurality of the previous sequence.

17. Multi-user detection method according to one of Claims 1 to 11, characterised in that the users are classified in order of received power and in that the interference is eliminated by subtracting (780<sub>s</sub>), one after the other, the contributions of the different users, commencing with the users with the highest received powers.

18. Multi-user detection method according to Claims 6 and 17, characterised in that, for each sequence of a user ( $k$ ), the coefficients ( $b_{k\mu}$ ) of the first set of the first

plurality are initialised by  $b_{k,\alpha}(0)=\delta(\ell-\ell_0), \forall i$  where  $\delta$  is the Dirac symbol,  $\ell_0$  is an antenna number;

and in that the coefficients ( $c_{k,\alpha}$ ) of the second set of the first plurality are initialised by  $c_{k,\alpha}(0)=c, \forall i$  where  $c$  is a given complex coefficient.

19. Multi-user detection method according to Claims 7 and 17, characterised in that, for each sequence of a user ( $k$ ), the coefficients ( $b_{k,\alpha}$ ) of the said set of the first plurality are initialised by  $b_{k,\alpha}(0)=\exp(-j(\hat{v}_{k,\alpha}(0)+2\pi d/\lambda\cos\hat{\theta}_{k,\alpha}(0),(\ell-1)))$  and in that the coefficients ( $c_{k,\alpha}$ ) of the second set of the first plurality are initialised by  $c_{k,\alpha}(0)=\hat{d}_{k,\alpha}(0)$  where  $\hat{A}_{k,\alpha}(0)$ ,  $\hat{v}_{k,\alpha}(0)$ ,  $\hat{d}_{k,\alpha}(0)$  are respectively estimations of the directions of arrival, phase rotations and coefficients of attenuation for the different paths.

20. Multi-user detection method according to Claims 10 and 17, characterised in that, for each sequence of a user ( $k$ ), the coefficients ( $b_{k,\alpha}$ ) of the said set of the first plurality are initialised by  $b_{k,\alpha}(0)=b\delta(\ell-\ell_0), \forall i$  where  $\delta$  is the Dirac symbol,  $\ell_0$  is an antenna number and  $b$  a given complex coefficient.

21. Multi-user detection method according to Claims 11 and 17, characterised in that, for each sequence of a user ( $k$ ), the coefficients ( $b_{k,\alpha}$ ) of the said set of the first plurality are initialised by  $b_{k,\alpha}(0)=\hat{d}_{k,\alpha}(0)\exp(-j(\hat{v}_{k,\alpha}(0)+2\pi d/\lambda\cos\hat{\theta}_{k,\alpha}(0),(\ell-1)))$  where  $\hat{A}_{k,\alpha}(0)$ ,  $\hat{v}_{k,\alpha}(0)$ ,  $\hat{d}_{k,\alpha}(0)$  are respectively estimations of the directions of arrival, phase rotations and coefficients of attenuation for the different paths.

22. Multi-user detection method according to Claim 12, characterised in that, the estimations of the transmitted signals of the users being considered to be an estimations vector with K components where K is the number of users, the said vector is subjected to a transverse matrix filtering (805,905).

23. Multi-user detection method according to Claim 22, characterised in that, the estimated symbols of the users being considered to be a symbols vector with K components, the said symbols vector is subjected to a postcursor matrix filtering (907) and the output of this filtering is subtracted, vector by vector, from the output of the transverse matrix filtering (905).

24. Multi-user detection device, characterised in that it comprises means adapted to implement the method according to one of the preceding claims.

### 3. Detailed Description of Invention

The present invention concerns in general terms a multi-user detection method (MUD). More precisely, the present invention relates to an iterative method of eliminating interference between users (Multiple Access Interference or MAI). The present invention applies more particularly to mobile telephony in DS-CDMA mode (Direct Sequence - Code Division Multiple Access) that is to say to mobile telephony using a code division access mode with spectral spreading by direct sequences.

In a DS-CDMA mobile telephony system, the different users are separated by multiplying each symbol of the user by a spreading sequence peculiar to it, also referred to for this reason as the signature of the user, the different signatures ideally being chosen so as to be orthogonal. The spreading sequence frequency (chip rate) being greater than the frequency of the symbols, the signal transmitted by each user is distributed (or spread) in the frequency space. On reception, the signal of a user is separated by virtue of a filtering adapted to the corresponding signature. This filtering is also referred to as "despread". The ratio between the band occupied by the spread signal and the band occupied by the information signal is referred to as the spread factor.

The signatures employed must have good correlation properties, namely a very pronounced auto-correlation peak and low intercorrelation values.

The first of these two characteristics allows synchronisation of the sequence received. It is very useful when the transmission channel of a user has several propagation paths. This is because each path must then be isolated by virtue of a filtering adapted to the signature and to the delay of the path. It is possible to take advantage of the diversity of propagation within the channel to increase the signal to noise ratio on reception. To do this, a bank of adapted filters, separating the different paths, is used and the outputs of them are combined. The most widespread combination is MRC (*Maximum Ratio Combining*), which consists of multiplying the signal output from each adapted filter by the conjugate of the complex multiplicative coefficient introduced by the channel on the path concerned. The resulting filtering operation is a filtering adapted to the equivalent filter of the channel. Through its structure, the receiver thus formed is referred to as a rake receiver. Naturally, perfect separation of the paths takes place only if the auto-correlation is a Dirac. In practice, however, separation is not complete and leaves multipath interference which is also referred to as self-noise. Fig. 1 depicts schematically a DS-CDMA system with  $K$  users. The data of a user  $k$  are spread in frequency by the corresponding signature in

the module  $100_k$  before being transmitted over the channel  $110_k$  having  $P$  paths. On reception, for a given user  $k$ , the signals being propagated according to the different paths  $p=1..P$  of the channel are separated by adapted filters  $120_{k,p}..120_{k,P}$  (only the battery of filters of the user  $k$  has been shown) before being weighted by a set of complex coefficients  $a_{kp}$ . The signals thus weighted are summed (140<sub>k</sub>) and the resulting sum output from the rake receiver is subsequently detected to provide an estimation of the data of the user  $k$ . In the case of a downlink (links from a base station to a mobile terminal) the channels 1 to  $K$  are identical, whilst they are different in the uplink (links from mobile terminals to the base station). The first case can, from this point of view, be considered to be a particular case of the second.

The second characteristic set out above guarantees a low level of interference between two distinct users. Nevertheless, here also, in practice, the intercorrelation between two signatures is rarely zero. This is notably the case in a so-called dazzle situation (the *Near-far effect*) where a high-power signal received from a user interferes with the reception of a low-power signal coming from another user. Moreover, when the number of users is high, close to the spread factor, the sum of the interferences of the different users, low if taken in isolation, can have very disturbing effects on detection.

In order to combat the multi-user interference, several methods have been proposed. A review thereof will be found in the article by Simon Moshavi entitled "Multi-user detection for DS-CDMA communications", which appeared in IEEE Communications Magazine, Oct. 1996, pages 124-136. Amongst existing multi-user techniques, the techniques of subtractive elimination (Subtractive Interference Cancellation) have good performance with reasonable complexity in use. The general idea of it is simpler: from a first detection at the output of the adapted filter, the contributions to the interference suffered by the other users are reconstructed by responding. This interference is then subtracted from the signal received in order to provide a cleaned signal at a subsequent detection step. According to the way in which the subtraction is carried out, there may be parallel elimination (PIC, standing for *Parallel Interference Cancellation*) and serial elimination of interference (SIC, standing for *Serial Interference Cancellation*).

Let it be assumed first of all that the signal of each user propagates on a single path as far as the receiver.

The parallel elimination method is illustrated in Fig. 2: the received signal is filtered by a battery of adapted filters ( $200_1, 200_2, \dots, 200_K$ ), each adapted filter relating to a given user. After detection ( $210_k$ ), the estimated symbols are respread ( $220_k$ ) spectrally by means of the signature of the user in question before being filtered by a filter modelling the transmission channel ( $230_k$ ). There is thus, at the output of ( $230_k$ ), an estimation of the contributory share of the signal received attributable to the user  $k$ . The sum of the contributory parts of the other users is then subtracted (at  $(240_k)$ ) in order to obtain a cleaned signal  $S_k^{(0)}$ . This cleaned signal can directly be the subject of detection after despreading or the elimination process can be reiterated. The detection being of better quality at each iteration, there is then obtained, at the end of successive iterations, signals  $S_k^{(l)}$  which are more and more rid of the multi-user interference.

The serial elimination method is illustrated in Fig. 3: the signals received by the different users are first of all ordered in decreasing order of power, that is to say  $1, \dots, K$ . The procedure then consists of successive eliminations of the contributory shares, commencing with the signal of highest power. To this end, the SIC detector has a series of stages in cascade, each eliminating the interference due to a particular user. The first stage works on the antenna signal and each subsequent stage receives as an input the output of the previous stage. Each stage has an adapted filter ( $300_k$ ), a detector ( $310_k$ ), a module ( $320_k$ ) for respreading the symbols, a filter ( $330_k$ ) modelling the transmission channel  $k$  and a subtractor ( $340_k$ ) eliminating the contribution due to the user  $k$ . Each stage also supplies at the output of the detector ( $310_k$ ) a decision on the symbol received,  $\hat{S}_k$ , and the interference elimination process ends at the  $K^{\text{th}}$  stage.

The techniques set out above apply well to the simple situation where the transmission channel of a user has a single path. In this case, the filter modelling the channel can be limited to multiplication by a complex coefficient. When the channels are multipath, the situation is on the other hand much more complex since it is necessary to eliminate both the multipath interference and the multi-user interference. An iterative detector with subtractive elimination of the multi-user interference when there are multiple paths was proposed in an article by M.C. Reed et al. entitled "Iterative Multiuser detection using antenna arrays and FEC on multipath channels" published in the IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 17, N° 12, Dec. 1999, pages 2082-2089. Each iteration of the detection comprises an adapted filtering, a channel formation and a combination of the rake type. The method proposed presupposes however that the attenuation coefficients, the phase rotations

and the directions of arrival of all the paths of all the users are determined. This determination is carried out externally to the detector, prior to the sequence of iterations and therefore on signals interfered with by multi-user and multipath interference. As a result the elimination of this interference is necessarily approximate.

A first aim of the invention is to propose a detection method and device which allow elimination of multi-user interference when there are multipath channels without requiring an explicit calculation of the attenuation coefficients, phase rotations and directions of arrival of the paths of the different users.

A second aim of the present invention is to propose a detection method and device which improve the elimination of multi-user and multipath interference.

The object of the invention is defined by a multi-user detection method with elimination of interference between users, each user transmitting modulated data in the form of symbols on a transmission channel, each transmission channel comprising at least one propagation path and each propagation path arriving at an array of reception antennas according to a direction of arrival, the method comprising at least one sequence of steps for each user, each sequence comprising:

(a) a reception step decomposing each antenna signal into filtered signals issuing from the different paths of the said user and combining the said filtered signals by means of a first plurality of coefficients in order to form an estimation of the signal transmitted by the user;

(b) a step of estimating the contribution of the user to the signals received by the different antennas from the said estimation of the signal transmitted and a second plurality of coefficients obtained from the said first plurality of coefficients;

(c) a step of eliminating interference from the cleaned antennas signals;

the cleaned antennas signals supplied by at least one first sequence being used as antennas signals by at least one second sequence.

According to a first embodiment, the first plurality of coefficients comprises a first set of complex coefficients and a second set of complex coefficients and the filtered signals are subjected to a channel formation step in order to form signals of paths by means of the said first set, the said path signals then being linearly combined by means of the said second set in order to supply the said estimation of the signal transmitted, the coefficients of the first set being adapted so as to minimise a plurality of first error signals between a reference value of the transmitted signal

and the said path signals, the coefficients of the said second set being adapted so as to minimise a second error signal between the said estimation and the said reference value.

According to one characteristic of the invention, the said second plurality of coefficients comprises a first set of complex coefficients and a second set of complex coefficients, the coefficients in the said first set of the second plurality being obtained from the arguments of the coefficients of the first set of the first plurality and the coefficients of the said second set of the second plurality being obtained from coefficients of the said second set of the first plurality.

Advantageously, the coefficients in the said first set of the second plurality are obtained from a linear regression on the arguments of the coefficients of the first set of the first plurality.

According to a second embodiment of the invention, the first plurality of coefficients consists of a set of complex coefficients and the filtered signals are linearly combined by means of the said set in order to supply the said estimation of the signal transmitted, the coefficients of the said set being adapted so as to minimise an error signal between the said estimation and a reference value.

According to one characteristic of the invention, the said second plurality ( $w_{L1}, w_L$ ) of coefficients comprises a first set of complex coefficients ( $w_{L1}$ ) and a second set of complex coefficients ( $w_L$ ), the coefficients ( $w_L$ ) of the said second set of the second plurality being obtained by:  $w_L = g_L/g_A$  where  $g_A$  is an estimation of

the norm of the sub-vector  $\tilde{b}_{L1} = \begin{pmatrix} b_{L1} \\ b_{L2} \\ \vdots \\ b_{LN} \end{pmatrix}$ ,  $N$  being the number of antennae in the array,

where  $g_A$  is a mean of the  $g_A$  values on the different paths, the coefficients ( $w_{L1}$ ) of the said first set of the second plurality being obtained from the arguments of the coefficients ( $b_{L1}$ ) of the said set of the first plurality.

Advantageously, each sequence comprises a step of estimating the symbols transmitted from the estimation of the signal transmitted in order to obtain first estimated signals, a step of demodulating the first estimated symbols in order to obtain estimated data, a step of channel decoding of the said estimated data followed by a channel recoding and a remodulation in order to obtain second estimated symbols.

According to a second variant of the invention, the users are classified in order of received power and the interference is eliminated by subtracting one after another the contributions of the different users, commencing with the users with the highest received powers.

Advantageously, the estimations of the transmitted signals of the users being considered to be an estimations vector with K components where K is the number of users, the said vector is subjected to a transverse matrix filtering.

In addition, the estimated symbols of the users being considered to be a symbols vector with K components, the said symbols vector can be subjected to a postcursor matrix filtering and the output of this filtering is subtracted, vector by vector, from the output of the transverse matrix filtering.

The invention is also defined by a multi-user detection device comprising means adapted to implement the method disclosed above.

The characteristics of the invention mentioned above, as well as others, will emerge more clearly from a reading of the description given in relation to the accompanying figures, amongst which:

The general idea at the basis of the invention is to propose an adaptive reception method of the rake type, fitted into a multi-user detection process. The interference rejection process benefits from increased precision by virtue of the estimation of the respective contributions of the different users in the received signal. Conversely, the process of adapting the complex coefficients used in the reception method of the rake type benefits from the rejection of the multi-user interference by operating on the cleaned signals.

According to a first variant, the invention uses a receiver of the rake type as illustrated in Fig. 4.

The receiver depicted is dedicated to the reception of symbols transmitted by a user  $k$ . The system has  $L$  antennas represented schematically by the block (400). Each of the  $L$  antenna signals is then correlated by a battery of  $P$  adapted filters, where  $P$  is the number of propagation paths of the channel, each filter being adapted to a given path  $i$ . The set of  $L \cdot P$  adapted filters is represented diagrammatically by the block (410<sub>k</sub>).

If the notation  $x_{k\ell i}$  is given to the contribution received by the antenna  $\ell$ ,  $\ell=1 \dots L$  attributable to a path  $i$ ,  $i=1 \dots P$  of the channel  $k$ ,  $k=1 \dots K$  it is possible to write:

$$x_{k\ell i} = a_{k\ell i}(t) e^{j\phi_{k\ell i}} s_k(t) + n_{k\ell i}(t) \quad (1)$$

with

$$\phi_{k\ell i}(t) = \psi_{k\ell i}(t) + (\ell - 1), \quad \psi_{k\ell i}(t) = \nu_{k\ell i}(t) + 2\pi \frac{d}{\lambda} (\ell - 1) \cos(\theta_{k\ell i}(t)) \quad (2)$$

where  $s_k(t)$  is the symbol sent by the user  $k$ ,  $n_{k\ell i}(t)$  is the assumed white additive Gaussian noise at the antenna  $\ell$  for the path  $i$  of the user  $k$ , including the thermal noise, the multipath interference and the multi-user interference,  $d$  is the pitch of the array and  $\lambda$  is the wavelength.

The propagation along the path  $i$  of a signal sent by the user  $k$  can thus be modelled by an attenuation coefficient  $a_{k\ell i}(t)$  and a phase rotation  $\psi_{k\ell i}(t)$ . The total phase shift  $\phi_{k\ell i}(t)$  results on the one hand from the phase rotation  $\psi_{k\ell i}(t)$  induced on the path  $i$  and on the other hand the difference in operation between the antenna  $\ell$  and the reference antenna 1 at the angle of arrival  $\theta_{k\ell i}(t)$ .

The  $L_P$  adapted filters supply the signals  $x_{k\ell}, \ell=1..L, i=1..P$ , the signals issuing from the filters adapted to the same path  $i$  being directed to a channel former associated with this path. The  $P$  channel formers are depicted in the form of a single block (420<sub>0</sub>). The output signals from the channel formers,  $y_{ki}$ , are written:

$$y_{ki} = \sum_{\ell=1}^L b_{k\ell} x_{k\ell} \quad (3)$$

where  $b_{k\ell}$  are complex weighting coefficients. Operation (3) can also be written in an equivalent manner in the following vector form:

$$y_{ki}(t) = \bar{b}_{ki}(t)^T \bar{x}_{ki}(t) - (\alpha_{ki}(t) y_{ki}(t) - \beta_{ki}(t)) \begin{pmatrix} x_{k1}(t) \\ x_{k2}(t) \\ \vdots \\ x_{kL}(t) \end{pmatrix} \quad (3')$$

where  $\bar{b}_{ki}(t) = a_{ki} \exp(-j\gamma_{ki})$  with  $t=(1..L)$

Secondly, the output signals  $y_{ki}$ , that is to say the different paths of the signal from the user  $k$ , are combined by the module (440<sub>0</sub>) in order to supply a combination signal  $z_k$ . The combination signal  $z_k$  can then be written:

$$z_k(t) = \bar{a}_k(t)^T \bar{y}_k(t) - (\alpha_k(t) z_k(t) - \beta_k(t)) \begin{pmatrix} y_{k1}(t) \\ y_{k2}(t) \\ \vdots \\ y_{kP}(t) \end{pmatrix} \quad (4)$$

where  $\bar{a}_k(t) = a_k \exp(-\zeta_k)$  with  $t=(1..P)$  are complex weighting coefficients.

The coefficients  $b_{k\ell}$  are adapted so as to minimize, in root mean square value, the error signals expressed by:

$$\epsilon_{ki}(t) = q_{ki}(t) - y_{ki}(t) \quad (5)$$

Likewise, the coefficients  $a_k$  are adapted so as to minimize, in root mean square value, the error signals expressed by:

$$\epsilon_k(t) = q^*(t) - z_k(t) \quad (6)$$

where  $q_{ki}(t)$  and  $q^*(t)$  are reference values corresponding to the observations output from (420<sub>0</sub>) and (440<sub>0</sub>) respectively. The reference values  $q_{ki}(t)$  and  $q^*(t)$  are chosen so as to be equal:

$q_{ki}(t) = q^*(t) = q_i(t)$  where  $q_i(t)$  is a common reference value which does not depend on the path  $i$ .

In order to adapt the coefficients  $b_{k\ell}$  and  $a_k$ , it is possible to use, as a common reference value  $q_k(t)$ , either directly pilot symbols  $p_k(t)$ , or estimated symbols, before or after channel decoding, as will be seen below. Two possibilities of reference values

can also follow each other, the adaptation of the coefficients  $b_{\mu k}$  and  $c_{\mu k}$  then starting with pilot symbols and continuing with estimated symbols.

Whatever the case, during the adaptation, the coefficients are modified so as to minimise the mean values  $E[\varepsilon_{\mu k}^2]$  and  $E[\varepsilon_{\mu k}^4]$ . Because of the feedback of the error signal  $\varepsilon_{\mu k}$ , the values  $\psi_{\mu k}$  converge progressively towards the values  $\nu_{\mu k} + (-1)^k \varphi_{\mu k}$  and consequently compensate for the phase differences due to the channel and to the differences in operation between antennae. As a result the channel formers are not content to form beams in the direction of the different paths but also at least partially compensate for the phase rotations caused by the different paths. Such a type of channel former will be referred to hereinafter as a "channel former with phase precompensation". The module (440<sub>k</sub>) then effects a combination on the signals of paths precompensated in phase issuing from the channel formers and corrects the phase shift remainders.

The coefficient adaptation algorithm is based on a minimisation, in root mean square value, of an error signal. Many algorithms have been proposed for this purpose in the literature and a description of the main ones can be found in the journal article by L.C. Godara entitled "Application of antenna arrays to mobile communications, Part II: Beam-forming and direction-of-arrival considerations", published in Proceedings of the IEEE, Vol. 85, N° 8, August 1997, pages 1195-1245.

For example, it is possible to use an algorithm of the LMS (Least Mean Square) type or an algorithm of the RLS (Recursive Least Square) type as disclosed in the French application entitled "Bi-modular adaptive CDMA receiver" filed in the name of the applicant.

The receiver described above will be referred to hereinafter as a "receiver of the first type".

According to a second variant, the invention uses a receiver of the rake type as illustrated in Fig. 5.

The receiver depicted is dedicated to the reception of symbols transmitted over a channel  $k$ . The system includes  $L$  antennae represented schematically by the block (500). Each of the  $L$  antenna signals is then correlated by a battery of  $P$  adapted filters where  $P$  is the number of propagation paths of the channel, each filter being adapted to a path  $i$ . The set of  $L P$  adapted filters is represented schematically by the block (510<sub>k</sub>), the  $L P$  output signals,  $x_{\mu k i}$ ,  $i=1..L$ ,  $i=1..P$  of the adapted filters being

transmitted to a module linearly combining these output signals by means of complex coefficients  $b_{\ell,u}$  represented by the block (520<sub>u</sub>) in order to supply a combination signal  $x_t$ . The combination module (520<sub>u</sub>) performs the following operations:

$$x_t = \sum_{\ell=1}^L x_{\ell,u} b_{\ell,u} \quad (7)$$

where the values  $b_{\ell,u}(t) = a_{\ell,u} \exp(-j\varphi_{\ell,u})$  with  $\ell=1\dots L$ ,  $u=1\dots P$ , are complex weighting coefficients. Equation (4) is written in an equivalent manner:

$$x_t(t) = \bar{b}_{\ell,u}(t)^T \bar{x}_t(t) - (b_{1,u}(t)b_{2,u}(t) \cdots b_{L,u}(t)) (b_{1,u}(t) \cdots b_{L,u}(t)) \begin{pmatrix} x_{1,u}(t) \\ x_{2,u}(t) \\ \vdots \\ x_{L,u}(t) \\ x_{r,u}(t) \\ x_{s,u}(t) \end{pmatrix} \quad (7')$$

The coefficients  $b_{\ell,u}$  are adapted so as to minimise, in root mean square value, the error signal expressed by:

$$\alpha(t) = q(t) - x_t(t) \quad (8)$$

where  $q(t)$  is a reference value corresponding to the observed signal  $x_t(t)$ .

In order to adapt the coefficients  $b_{\ell,u}$  it is possible to use, as the reference value, either directly pilot symbols  $p_u(t)$ , or estimated symbols, before or after channel decoding, as will be seen below. The two possibilities of reference values can also follow each other, the adaptation of the coefficients  $b_{\ell,u}$  then starting with the pilot symbols and continuing with estimated symbols.

During the adaptation, the coefficients  $b_{\ell,u}$  are modified so as to minimise the mean value  $E[|\alpha|^2]$ . Because of the feedback of the error signal  $\alpha$ , the values  $\varphi_{\ell,u}$  converge progressively towards the values  $\varphi_{1,u} + (\ell-1)\varphi_{1,u}$  and consequently compensate for the phase differences due to the channel and to the differences in operation between antennae. As a result the module (520<sub>u</sub>) effects both a channel formation and a compensation for the phase rotations caused by the different paths. In addition, the module (520<sub>u</sub>) effects a real weighting of the contributions of the different paths of each user.

The adaptation algorithm can, there too, be an algorithm of the LMS (Least Mean Square) type or an algorithm of the RLS (Recursive Least Square) type as

disclosed in the French application entitled "Single-module adaptive CDMA receiver" filed in the name of the applicant.

The receiver described above will be designed hereinafter as a "receiver of the second type".

Fig. 6 depicts a multi-user detection device according to a first example embodiment of the invention. The multi-user interference is eliminated therein according to a parallel mode.

The outputs of the antennae 1..L in the array are all connected to a battery of receivers (600<sub>1</sub>, ..., 600<sub>K</sub>) of the first or second type, as illustrated respectively in Figs. 4 and 5. The signals obtained at the output of these receivers are then subjected to a sequence of processing steps. This sequence comprises first of all a decision step (610<sub>1</sub>, ..., 610<sub>K</sub>) supplying in soft or hard form an estimation of the symbols transmitted by the different users, that is to say  $\hat{s}_k(t)$ . If the decisions on the symbols taken at (610<sub>k</sub>) have soft values, the estimated symbols  $\hat{s}_k(t)$  are expressed as a weighting of the symbols of the constellation by their respective a posteriori probabilities. If the decisions on the symbols taken at (610<sub>k</sub>) have hard values, the estimated symbols  $\hat{s}_k(t)$  result from a thresholding of the observed signal  $z_k(t)$  followed, possibly, by a weighting by a factor determined a priori. The estimated symbols are then demodulated (620<sub>1</sub>, ..., 620<sub>K</sub>) in order to supply estimated data  $\hat{d}_k(t)$ . The estimated data are subjected to a step of deinterleaving and channel decoding (630<sub>1</sub>, ..., 630<sub>K</sub>) and then recoded and interleaved once again (640<sub>1</sub>, ..., 640<sub>K</sub>) in order to supply a more reliable estimation of the coded data. Advantageously, the decoding operation is performed by means of a decoding with soft inputs and outputs (SISO, standing for Soft Input Soft Output). It should be noted that recoding is not necessary if the encoded data are recovered directly at the decoding output. For example, if use is made at (630<sub>1</sub>, ..., 630<sub>K</sub>) of an algorithm of the SOVA (Soft Output Viterbi Algorithm) type the coded data can be recovered directly along the maximum likelihood path. The newly estimated data  $\hat{d}_k(t)$  are remodulated (650<sub>k</sub>) and the symbols obtained  $\hat{s}_k(t)$  are respread spectrally (660<sub>k</sub>) by the signal of the user  $k$ . Naturally, if the decoding used is of the soft value type, remodulation is also "soft" in the sense that it supplies symbols resulting from the weighting of symbols of the constellation, weighted by their respective a posteriori probabilities. Each respread symbol  $\hat{s}_k(t)$  is then filtered by filter (670<sub>k</sub>) whose function will be explained below, whose role is to

model the effect of the transmission channel  $k$  and the differences in operation between antennae. There is thus, at the output of the filter (670<sub>k</sub>), an estimation of the "contribution" of the user  $k$  to the  $L$  antenna signals, the said contribution being in the form of an  $L$ -tuple of signals  $(x_{k,l})_{0 \leq l < L}$ .

There is deducted at (680<sub>k</sub>), for each user  $k$ , from the  $L$ -tuple of signals  $(x_l)$  received by the  $L$  antennae, the  $L$ -tuple  $(\sum_{l \neq k} x_{l,F})$  in order to eliminate the contribution due to the other users. In this way  $K$   $L$ -tuples of antenna signals are obtained, with the multi-user interference partly removed. The elimination process can be iterated by repeating the sequence (600<sub>k</sub>)-(670<sub>k</sub>) as from these signals and deducting, at each end of an iteration, from the signals  $(x_l)$  received by the antennae, the newly calculated contributions. Each sequence of a user of the second iteration and the following iterations operates on a set ( $L$ -tuple) of antennae where the contributions of the other users were eliminated at the previous iteration. The estimation of the symbols transmitted by the different users thus gains in reliability as the iterations progress.

It should be noted that the demodulation, deinterleaving, channel decoding/coding, interleaving and remodulation operations are optional (the blocks 620<sub>k</sub>, 630<sub>k</sub>, 640<sub>k</sub>, 650<sub>k</sub> are then absent). The spectral resampling can be applied directly to the estimated symbol  $\hat{s}_k(t)$ . However, the use of a channel decoding (with of course corresponding channel coding on sending) reduces the error rate and therefore improves the reliability of the estimation of the interference and, consequently, the reliability of the transmitted symbols.

The structure of the filter (670<sub>k</sub>) depends on the type of receiver used at (600<sub>k</sub>). The two types of receiver envisaged will be examined successively:

If the filter (600<sub>k</sub>) is of the first type, the filter (670<sub>k</sub>) performs the following operation:

$$x_{k,k}(t) = \sum_{l=1}^L w_{k,l,k}(t) \cdot u_{k,k}(t) \cdot \tilde{S}(t - t_{k,l}) \quad (9)$$

where the  $\hat{v}_{ik}$  values are the estimated delay times of the different paths  $i$  of the channel  $k$  obtained from the time differences between the correlation peaks calculated at (410<sub>k</sub>);

$w_{ik}$  are complex weighting coefficients modelling the "apparent" channel, that is to say where the different paths have been precompensated in phase, seen by the path recombination module (440<sub>k</sub>);

$w_{ik}$  are complex weighting coefficients modelling the differences in operation between antennae and the phase precompensation of the module (420<sub>k</sub>).

According to a first variant embodiment of the invention, the coefficients  $w_{ik}$  are chosen such that  $w_{ik}=c_{ik}$ , in a similar manner to the MRC algorithm applied to the path recombination. Thus multiplicative terms of the channel corresponding to the attenuations and the phase difference remainders applied in (440<sub>k</sub>) are reconstructed.

According to a second embodiment, it is considered that the phase difference remainders are negligible and therefore that the coefficients  $c_{ik}$  are essentially real. There is then chosen:

$$w_{ik} = |c_{ik}| \text{ or } w_{ik} = c_{ik} \text{ or } w_{ik} = \operatorname{Re}[c_{ik}] \quad (10)$$

where  $\operatorname{Re}[\cdot]$  represents the real part.

In the same way, the coefficients  $b_{ik}$  are considered to be pure phase differences. The terms  $w_{ik}$  can then be chosen so as to reconstruct the phase differences corresponding to the coefficients  $b_{ik}$  applied in (420<sub>k</sub>).

According to a first variant embodiment, there is then chosen:

$$w_{ik} = \exp(j\psi_{ik}) \quad \psi_{ik} = \operatorname{Arctan}(\operatorname{Im}[b_{ik}] / \operatorname{Re}[b_{ik}]) \quad (11)$$

According to a second variant of the invention, a linear regression is effected on the values  $\psi_{ik}$  as described in French application FR-A-0011160 filed on 29.8.2000 in the name of the applicant and incorporated here by reference. More precisely, for a given path  $i$ , the values  $\hat{\psi}_{ik}$  and  $\hat{\phi}_{ik}$  which minimise the mean square deviation  $J$  are sought:

$$J(\hat{\psi}_{ik}, \hat{\phi}_{ik}) = \sum_{k=1}^K (\hat{v}_{ik} + (k-1) \cdot \hat{\phi}_{ik} - \psi_{ik})^2 \quad (12)$$

These two values are obtained by cancellation of the partial derivatives of the function  $J$ , and there is then obtained:

$$\hat{v}_{Lk} = \bar{v}_{Lk} - \hat{\varphi}_{Lk}(\bar{k}-1) \quad (13)$$

with  $\bar{v}_{Lk} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L v_{Lk}$  and  $\bar{k}-1 = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L (l-1)$

$$\text{and } \hat{\varphi}_{Lk} = \frac{(\bar{k}-1) \cdot \bar{v}_{Lk} - \bar{v}_{Lk} \cdot \bar{k}-1}{(\bar{k}-1)^2 - \bar{k}-1} \quad (14)$$

where  $\bar{X}$  designates the average of  $X$  over the  $L$  antennae. By means of equation (13), it is then possible to calculate  $\hat{v}_{Lk}$ . From the values  $\hat{v}_{Lk}$  and  $\hat{\varphi}_{Lk}$ , there is then chosen:

$$w_{Lk} = \exp(f(\hat{v}_{Lk} + (\bar{k}-1) \cdot \hat{\varphi}_{Lk})) \quad (15)$$

which gives a less noisy estimation than the one supplied by equation (11).

If now the filter (600<sub>b</sub>) is of the second type, the filter (670<sub>b</sub>) performs the following operations:

$$x_L(t) = \sum_{k=1}^K w_{Lk}(t) \cdot u_{Lk}(t) \cdot \tilde{x}^*(t - \hat{v}_{Lk}) \quad (16)$$

The coefficients  $w_{Lk}$  are obtained by considering that the energy of the radiation diagram of the channel former relating to a path is proportional to the attenuation undergone by the signal along this path. If there is noted:

$$\begin{pmatrix} b_{Lk} \\ b_{2Lk} \\ \vdots \\ b_{KLk} \end{pmatrix}, g_{Lk} = \|\tilde{x}^*\| \text{ and } g_L = \sqrt{\frac{1}{P} \sum_{k=1}^K g_{Lk}^2}$$

$$\text{there is then chosen } w_{Lk} = g_{Lk}/g_L \quad (17)$$

The norm  $g_{Lk}$  can, for example, be approximated by  $g_{Lk} = \max|b_{Lk}|$  or by

$$g_{Lk} = \tilde{b}_{Lk} = 1/L \sum_{l=1}^L b_{Lk}$$

The coefficients  $\nu_{\ell,\alpha}$  are obtained, for their part, as before by equation (11):  
 $\nu_{\ell,\alpha}=\exp(j\psi_{\ell,\alpha})$  where  $\psi_{\ell,\alpha}=\text{Arg}(\text{Im}\{\hat{x}_{\ell,\alpha}\}/\text{Re}\{\hat{x}_{\ell,\alpha}\})$  with possibly elimination of the phase noise by linear regression, as indicated by equations (12) to (15).

When a filter of the first or second type is used, the coefficients  $b_{\ell,\alpha}$  and, where applicable,  $c_{\ell,\alpha}$ , must be initialised at each iteration.

For the first iteration, the coefficients will be initialised by the values:

for a receiver of the first type:  
 $b_{\ell,\alpha}(0)=\delta(\ell-\ell_0), \forall i$  and  $c_{\ell,\alpha}(0)=c, \forall i$  (18)

where  $\delta$  is the Dirac symbol,  $\ell_0$  is an antenna number and  $c$  a given complex coefficient;

for a receiver of the second type:

$$b_{\ell,\alpha}(0)=b\delta(\ell-\ell_0), \forall i \quad (19)$$

where  $\delta$  is the Dirac symbol,  $\ell_0$  is an antenna number and  $b$  a given complex coefficient.

In both cases, the initial configuration chosen is a multipath omni-directional configuration.

Alternatively, if there is an initial estimation of the attenuation coefficients, directions of arrival and phase rotations of the different paths, it is possible to initialise the coefficients, at the first iteration, by the values:

for a receiver of the first type:

$$b_{\ell,\alpha}(0)=\exp(-j(\hat{\nu}_{\ell,\alpha}(0)+2\pi d/\lambda \cos \hat{\theta}_{\ell,\alpha}(0).(\ell-1))) \text{ and } c_{\ell,\alpha}(0)=\hat{c}_{\ell,\alpha}(0) \quad (20)$$

for a receiver of the second type:

$$b_{\ell,\alpha}(0)=\hat{c}_{\ell,\alpha}(0)\exp(-j(\hat{\nu}_{\ell,\alpha}(0)+2\pi d/\lambda \cos \hat{\theta}_{\ell,\alpha}(0).(\ell-1))) \quad (21)$$

where  $\hat{\alpha}_A(0)$ ,  $\hat{v}_A(0)$ ,  $\hat{\alpha}_M(0)$  are respectively the initial estimations of the directions of arrival, phase rotations and coefficients of attenuation for the different paths.

At the second iteration and at the subsequent iterations the coefficients  $b_{i,k}$  and, where applicable,  $c_{i,k}$  are initialised by the values of the coefficients obtained at the end of adaptation at the previous iteration. More precisely, if it is agreed to initialise the time to zero at the start of each new iteration and if the length of the block of symbols processed by an iteration is denoted T, there is chosen:

$$b^{(n)}_{i,k}(0) = b^{(n-1)}_{i,k}(T) \quad (22)$$

where the index  $n$  indicates the number of the iteration.

If the adaptation process has not converged at the previous iteration, that is to say, for example, if the modules of the error signal or signals are greater than a predetermined threshold during this iteration, it may be preferred to reinitialise the said coefficients to values given by (18), (19) or (20), (21). It will also be possible to use as initial values a mean, possibly weighted by a forgetting factor  $\delta$ , of the final valuations of the previous iterations, that is to say:

$$b^{(n)}_{i,k}(0) = \sum_{m=1}^M \delta^{(n-m)} b^{(n-m)}_{i,k}(T) \quad (23)$$

After the phase of initialising the coefficients, it is important to specify what reference values  $q_i(t)$  are used by the receivers (600<sub>i</sub>): it is possible to use pilot symbols or symbols  $\hat{s}$  obtained after soft or hard decision at the output of (610<sub>i</sub>) or symbols obtained after channel decoding/recoding at the output of (650<sub>i</sub>). In order not to delay the feedback of the error signal by waiting for operations (610<sub>i</sub>) to (650<sub>i</sub>), the values of the symbols obtained at the previous iteration will advantageously be used, that is to say:

$$q^{(n)}_i(t) = \hat{s}^{(n-1)}_i(t) \quad (24)$$

where  $q^{(n)}_i(t)$  designates the reference value used at time  $t$  of iteration  $n$ .

It can also be envisaged taking as the reference value a weighted mean between a symbol output from (610<sub>k</sub>) of the current iteration and a corresponding symbol output from (650<sub>k</sub>) of the previous iteration, that is to say:

$$g^{(t)}_k(t) = \eta \cdot \bar{s}^{(t-1)}_k(t) + (1-\eta) \cdot \bar{s}^{(t)}_k(t) \text{ where } \eta \text{ is a weighting coefficient } (0 \leq \eta \leq 1).$$

Fig. 7 illustrates a multi-user detection device according to a second example embodiment of the invention.

Unlike Fig. 6, the elimination of the interference is performed here in a series of  $K$  steps,  $K$  being the number of users. The contributions of the different users to the signals received are ordered in decreasing order of power. For each user, the squared moduli of the outputs of the filters adapted to the user connected to the different antennae will for example be summed and the sums obtained will be compared.

In order to simplify the diagram a single stage has been depicted, each stage performing one elimination step. Each stage has at its input a receiver (700<sub>k</sub>) of the first type or of the second type, as illustrated respectively in Figs. 4 and 5. The receiver of the first stage receives the  $L$  antenna signals and the receiver of a subsequent stage receives the  $L$  output signals from the previous stage. At the output of the receiver, as already described for Fig. 6, a soft or hard decision is made on the symbols (710<sub>k</sub>) with a demodulation (720<sub>k</sub>), a deinterleaving and a channel decoding (730<sub>k</sub>), a channel coding and interleaving (740<sub>k</sub>), a remodulation (750<sub>k</sub>) and a reslicing (760<sub>k</sub>) of the symbols and then a reconstruction filtering (770<sub>k</sub>). The filters (770<sub>k</sub>) are identical to the filters (670<sub>k</sub>) already described. The  $L$  signals output from (770<sub>k</sub>) are then subtracted at (780<sub>k</sub>) from the  $L$  input signals of the stage  $k+1$  in order to supply the  $L$  input signals of the stage  $k+1$ . Thus the contribution of the different users are successively eliminated, commencing with those which create the greatest interference. The outputs of the reconstruction filters (770<sub>k</sub>) of the different stages  $1..K$  can be used, like those of the reconstruction filters (670<sub>k</sub>) of Fig. 6, in order to regenerate, for each user  $k$ , its contribution to the antenna signals, in the form of an  $L$ -tuple ( $x_{kL}$ ). The contributions of the different users are subtracted one by one by the adders (780<sub>k</sub>) of the different stages.

The comments made here concerning the initialisation of the coefficients for the first iteration apply here for the sequences of the different users. In other words, at

each sequence of a user the coefficients are initialised by (18) or (20) if the receiver used is of the first type and by (19) or (21) if the receiver used is of the second type.

In addition, it can be envisaged causing a serial elimination phase (Fig. 7) to be followed by a parallel elimination phase (Fig. 6). More generally, the channels can be grouped together in "packets" corresponding to users of the same spatial region or adjacent powers, the interference between packets can be dealt with first of all, and then the interference between users of the same packet next. The inter-packet treatment can be of a type (serial or parallel) different from the intra-packet treatment.

<sup>Third</sup>  
Fig. 8 depicts a multi-user detection device according to a ~~sixth~~ embodiment of the invention.

This embodiment extends the parallel elimination mode in the sense that it now includes a "multi-equalisation" function which will be explained below. The reference numbers indicated are the translations of those of Fig. 6 when they correspond to identical functions. The device depicted in Fig. 8 nevertheless differs from the one in Fig. 6 in that it comprises a linear filter (805) upstream of the decision modules (810). The purpose of this filtering is to take into account the outputs of the receivers of the first type or second type (800<sub>i</sub>) at different sampling times in the elimination of the interference. The filter (805) is a transverse linear time filter which fulfils a role equivalent to that of a conventional transverse linear equaliser when a single user is considered. Unlike the latter, however, the filter (805) is a matrix filter which operates on size vectors  $K$  and therefore uses matrices of size  $K \times K$  instead of scalar coefficients, the number of such matrices corresponding to the number of filter time slots. The diagonal coefficients of the different matrices allow equalisation proper whilst the coefficients outside the diagonals make it possible to take into account the time responses of the different channels in the rejection of the interference between users. Just like its single-user homologue the transverse filter (805) can be optimised by means of a known technique such as that of zero forcing (ZF) or minimum mean square error (MMSE).

Fig. 9b depicts in an equivalent manner the device of Fig. 8, showing the vector processing character of the different modules (800) to (880), each module respectively including the modules (800<sub>1</sub>, ..., 800<sub>N</sub>) ... (880<sub>1</sub>, ..., 880<sub>M</sub>) of Fig. 8 (for example, the module (800) is a battery of receivers of the first or second type). The matrix filter (805) of course remains unchanged.

10  
Fig. 3 depicts a multi-user detection device according to a ~~five~~<sup>fourth</sup> embodiment of the invention.

This embodiment transposes the technique of equalisation by decision feedback (DF) in the multi-user context. The modules (900), (910),...,(980) are modules identical to the modules (800), (810),...,(880) of Fig. 8, each module operating, as stated, on a vector with K components. The device comprises a precursor transverse filter (905) identical to the filter (805) and a postcursor filter (907) filtering the vector of the symbols  $\hat{s}_k$  at the output of the module (950). The output of the postcursor filter is subtracted (906) at the input of the decision module (910). The assembly consisting of the transverse filter (905) and the feedback filter (907) can, there too, be optimised according to a known technique, ZF or MMSE for example.

The postcursor filter (907) must be causal so as to ensure that there is no need to subtract the contribution of time samples not yet available at the time of subtraction of the current sample. This may notably impose constraints on the length of the interleaving. Alternatively, the postcursor filter (907) will filter the symbol vector  $\hat{s}$  at the output of the decision module (910) which will make it possible to relax the causality constraint, at the cost however of abandoning the benefit of channel decoding in the evaluation of the inter-symbol interference by the postcursor filter.

The embodiments illustrated in Figs. 8, 9 and 10 both use a "multi-equalisation" derived from single-user equalisation symbol by symbol. It is however clear to a person skilled in the art that the invention can also be extended to the family of techniques of equalisation with estimation of symbol sequences, namely MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimation), DDFSE (Delayed Decision Feedback Sequence Estimation), RSSE (Reduced State Sequence Estimation) etc. All these techniques can also be transposed by means of the invention to the multi-user situation.

Although the invention has been essentially illustrated, for reasons of convenience, by means of modules executing certain functions, it is clear however that all or only some of these functions can be executed by a processor programmed for this purpose.

#### 4. Brief Description of Drawings

- Fig. 1 depicts schematically a DS-CDMA telecommunications system;  
Fig. 2 depicts schematically a multi-user detection device of the PIC type;  
Fig. 3 depicts schematically a multi-user detection device of the SIC type;  
Fig. 4 depicts a first receiver of the rake type useful to the device according to the invention;  
Fig. 5 depicts a second receiver of the rake type useful to the device according to the invention;  
Fig. 6 depicts a multi-user detection device according to a first embodiment of the invention;  
Fig. 7 depicts a multi-user detection device according to a second embodiment of the invention;  
Fig. 8 depicts a multi-user detection device according to a third embodiment of the invention;  
Fig. 9 depicts in an equivalent fashion a multi-user detection device according to the third embodiment of the invention;  
Fig. 10 depicts a multi-user detection device according to a fourth embodiment of the invention.

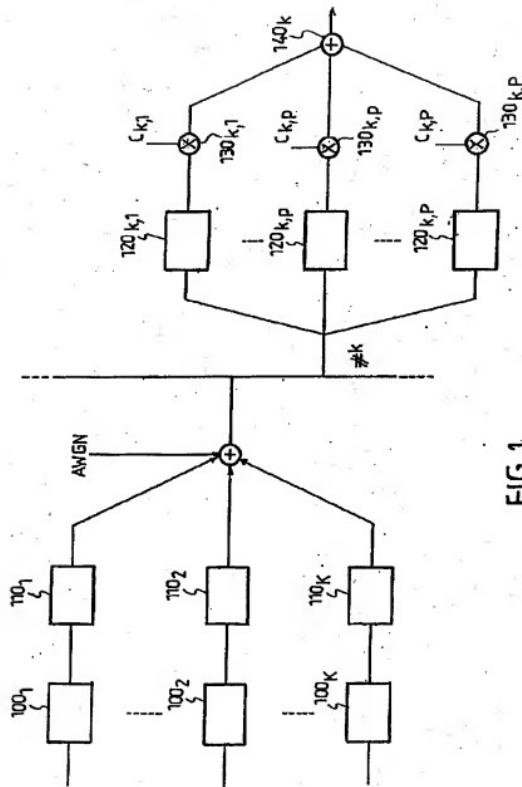


FIG.1

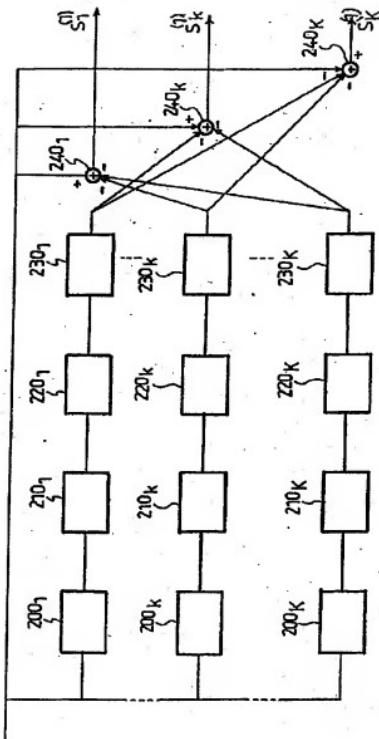


FIG. 2

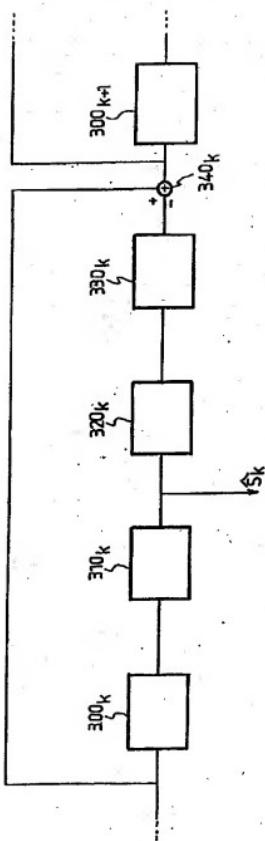
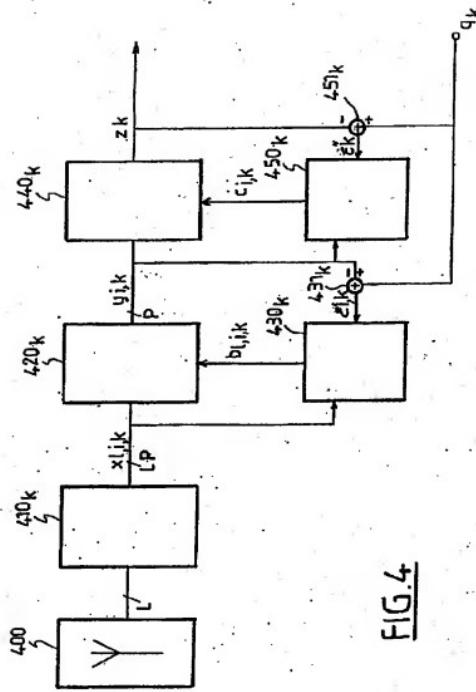


FIG.3

FIG.4

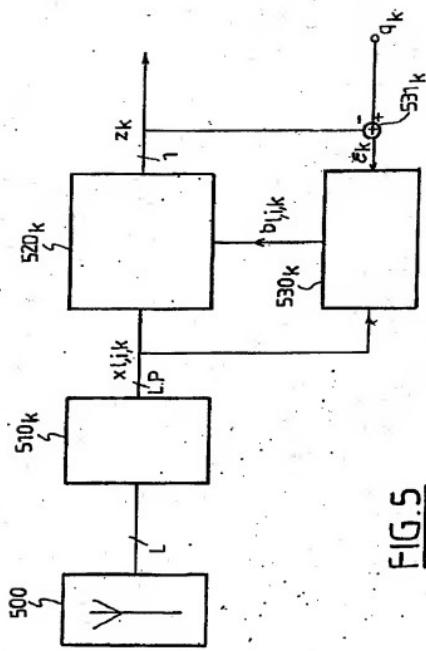


FIG.5

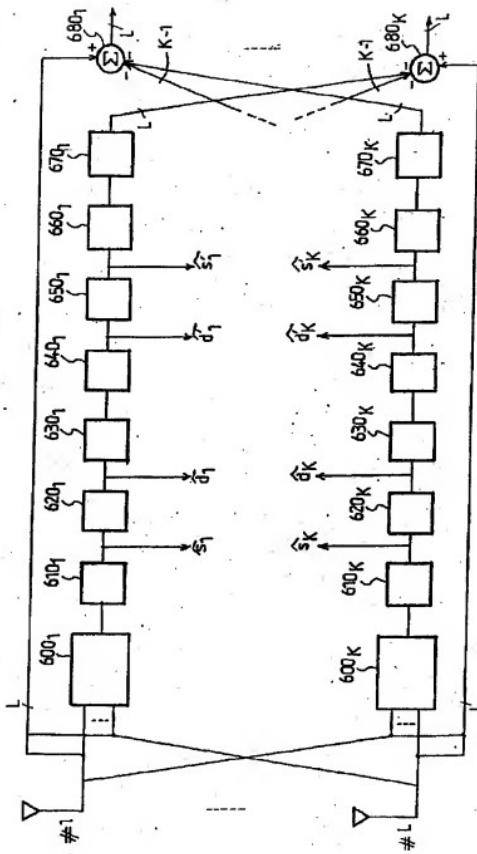


FIG. 6

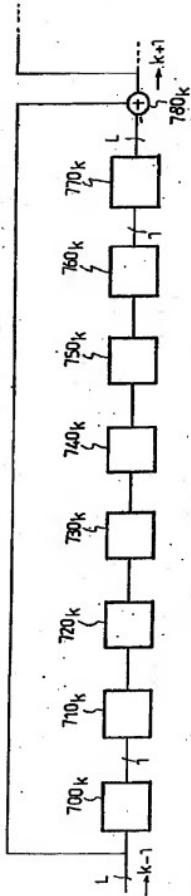


FIG. 7

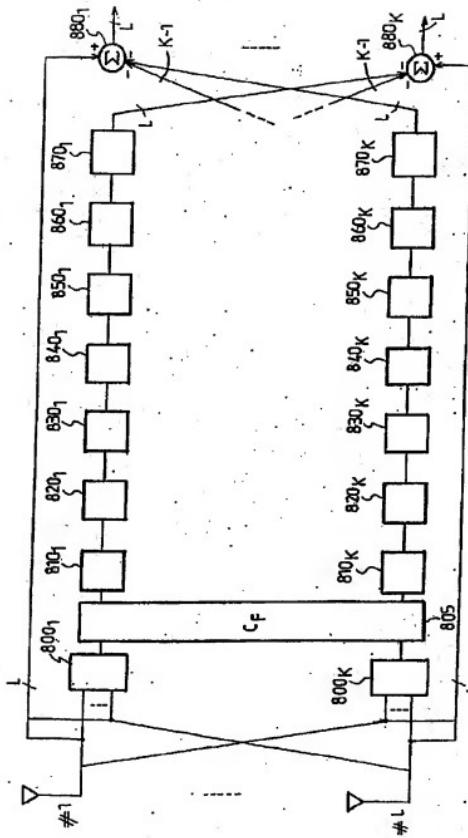


FIG. 8

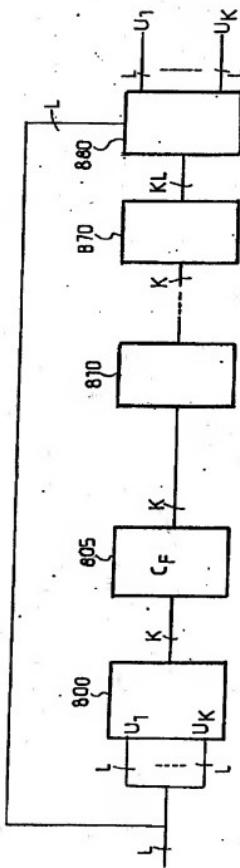


FIG. 9.

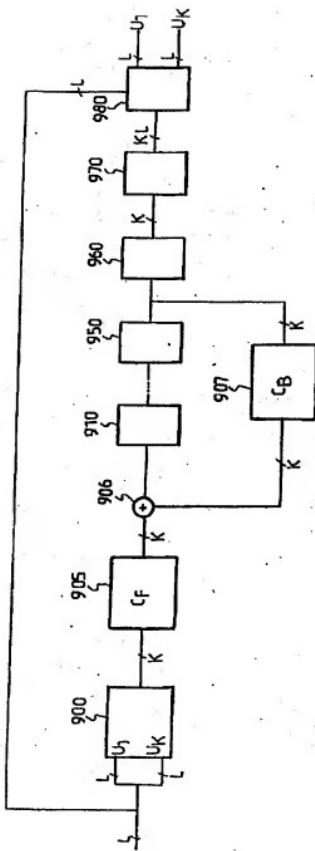


FIG. 10

## 1. ABSTRACT

Multi-user detection method comprising at least one sequence of steps for each user ( $k$ ), each sequence comprising:

- (a) a reception step (600<sub>k</sub>, 700<sub>k</sub>, 800<sub>k</sub>, 800, 900) decomposing each antenna signal into filtered signals ( $\alpha_{k,i}$ ) issuing from the different paths ( $i$ ) of the said user ( $k$ ) and combining the said filtered signals by means of a first plurality of coefficients ( $b_{k,\ell,k}$ ,  $a_k$ ) in order to form an estimation ( $\hat{z}_k$ ) of the signal transmitted by the user;
  - (b) a step of estimating (670<sub>k</sub>, 770<sub>k</sub>, 870<sub>k</sub>, 870, 970) the contribution (( $\alpha_{k,\ell}$ )  $\ell=1..L$ ) of the user to the signals received by the different antennae from the said estimation of the signal transmitted and a second plurality of coefficients ( $\alpha_{k,\ell}$ ,  $w_{k,\ell,k}$ ) obtained from the said first plurality of coefficients;
  - (c) a step of eliminating interference (680<sub>k</sub>, 780<sub>k</sub>, 880<sub>k</sub>, 880, 980) subtracting from the antenna signals the contribution estimated at step (b) in order to obtain cleaned antenna signals;
- the cleaned antenna signals supplied by at least one first sequence being used as antenna signals by at least one second sequence.

## 2. Representative Drawing

Fig.6